www.elettronicaflash.it
n° 240 - Luglio-Agosto 2004 € 4,00
elettronica
flash
mensile di progetti, radio, computer & news dal mondo dell'elettronica
Elettronica Flash
20
Anni
1983-2003
in questo numero:
Il mescolatore ad anello
RFID tecnologia del futuro
Bluetooth®, lo sapevate?
10 progetti per l'Estate
6 progetti valvolari
24 pagine di SurplusDOC
40240
9771124891003

I progetti

Gli approfondimenti

Le rubriche

Le monografie

Surplus DOC

Rivisitiamo il mescolatore ad anello

Mario Held, I3HEV

Nella pratica radioamatoriale, il mescolatore (o rivelatore) ad anello è spesso dato per scontato o addirittura, in molti libri, lasciato all'intuizione del lettore. Per la maggior parte dei radioamatori è però un oggetto il cui reale funzionamento resta piuttosto misterioso e la sua progettazione, pur relativamente semplice, affidata più al caso che non alla reale comprensione dei suoi principi di base

L'obiettivo di questo articolo è rivederne un po' i fondamenti teorici ed i principi di funzionamento per arrivare a capire bene come e perché funziona.

Prima di tutto, parliamo di diodi

Dei diodi si parla poco, e quando se ne parla, di solito, si dice solo che si comportano come interruttori; ma quasi mai vengono messe in luce quelle caratteristiche che fanno di loro degli interruttori a dir poco "strani"... cominciamo con l'esaminare il semplicissimo circuito di **figura 1**, nel quale un diodo viene sottoposto ad una tensione alternata. Le cose che succedono qui sono molte, ma cominciamo da quella più ovvia: durante un semiperiodo passa corrente, mentre durante l'altro semiperiodo il diodo è interdetto... oppure no? In realtà, le cose non vanno proprio così: la corrente I_d che attraversa il diodo è legata alla tensione V_d ai suoi capi da una legge che prende il nome di equazione di Ebers e Moll

$$I_d = I_{d0}\left[e^{\left(\frac{Vd}{\eta V_T}\right)} - 1\right]$$

dove le grandezze hanno i seguenti significati:

- I_{d0} è una grandezza caratteristica del diodo, ed assume valori che dipendono fortemente dalla temperatura della giunzione (tipicamente, la I_{d0} raddoppia per ogni aumento di 10°C della temperatura);
- **e** è la **costante di Neper**, un numero irrazionale che vale circa 2,7182818...;
- η è una costante caratteristica del tipo di semiconduttore impiegato, che vale 1 per il silicio e circa 1,33 per il germanio;
- V_T, che viene detta **tensione termica**, è un parametro che vale $V_T = KT/q_e$, dove K è una costante universale, chiamata **costante di Boltzmann**, e vale circa 1,38 x 10^{-23}, T è la temperatura assoluta della giunzione espressa in gradi Kelvin, q_e è la carica dell'elettrone, quindi è anch'essa una costante universale e vale circa 1,6 x 10^{-19} C; a temperatura ambiente, la tensione termica V_T vale quindi circa 25-26mV, ed è direttamente proporzionale alla temperatura.

figura 1
diodo polarizzato in corrente alternata

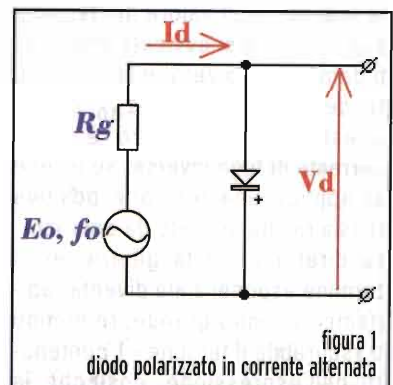
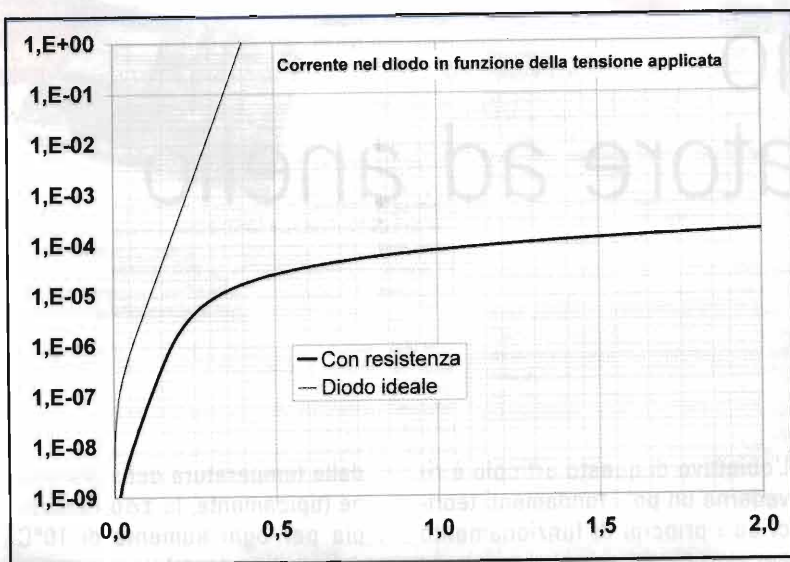



figura 2
Andamento della corrente nel diodo in funzione della tensione del generatore nel circuito di figura 1

I normali diodi rispettano piuttosto bene questa legge (salvo naturalmente per la deviazione dovuta alla resistenza parassita dei conduttori e semiconduttori, vista in serie al diodo stesso), ma il rispetto è pressoché assoluto nel caso di transistor connessi a diodo, cioè con la base collegata al collettore. Se ai capi del diodo si applica una tensione negativa (ossia rivolta in modo da polarizzare inversamente la giunzione), il valore del termine esponenziale si avvicina molto rapidamente allo zero, e la corrente tende rapidamente a $-I_{d0}$; perciò quest'ultimo parametro è detto **corrente di fuga inversa**. Se invece si applica una tensione positiva (ossia rivolta in modo da polarizzare direttamente la giunzione), il termine esponenziale diventa rapidamente molto grande, rendendo trascurabile il termine –1 contenuto nell'espressione, cosicché la corrente segue con buona precisione una semplice legge esponenziale.

Supponiamo per ora che il diodo sia alimentato da una tensione E_0 costante; la tensione si ripartisce tra la resistenza R_g del generatore e la tensione V_d di giunzione:

$$E_0 = V_d + R_g \cdot I_d$$

In linea di principio, possiamo calcolare la corrente nel diodo risolvendo questa equazione, dopo aver sostituito l'espressione di V_d che si ricava invertendo l'equazione di Ebers e Moll:

$$Vd = \eta V_T \cdot \ln\left(\frac{I_d + I_{d0}}{I_{d0}}\right),$$

dove compare il logaritmo in base **e** (detto **naturale** o **Neperiano**), dell'espressione tra parentesi. La nostra equazione è quindi:

$$E_0 = \eta V_T \cdot \ln\left(\frac{I_d + I_{d0}}{I_{d0}}\right) + R_g \cdot I_d .$$

Nonostante l'aspetto di questa equazione non sia proprio mostruoso, non è possibile risolverla analiticamente: se vogliamo trovarne la soluzione, possiamo scegliere tra ricorrere a tabelle e grafici, oppure usare un computer; ma non esiste, purtroppo, alcun modo semplice per esprimere matematicamente la corrente I_d del diodo! In pratica, ci dovremo accontentare di soluzioni più o meno approssimate e, quel che è peggio, non potremo ottenere delle belle espressioni chiuse per la soluzione. Non per questo, però, ci fermeremo... un semplice foglio elettronico e qualche formula ci possono aiutare a capire varie cosette pur senza risolvere l'equazione; cominciamo con una buona occhiata al grafico di **figura 2**, nel quale è simulata la risposta in corrente contro la tensione del generatore in un diodo ideale posto nel circuito **figura 1**: da questo si vede con chiarezza che la risposta è praticamente esponenziale fino a circa 0,2÷0,25V (tratto lineare della curva più marcata – si osservi che, nel grafico semilogaritmico, una linea retta rappresenta appunto un andamento esponenziale), ma poi il tasso di crescita si smorza rapidamente a causa della resistenza in serie (per confronto, la curva sottile illustra la risposta tensione-corrente di un diodo ideale: si noti la deviazione dall'andamento esponenziale che diviene evidente a correnti molto piccole, dell'ordine della corrente di fuga del diodo). Un diodo reale presenta sempre una certa resistenza in serie, dovuta alla resistività non nulla dei reofori e delle zone di semiconduttore che non fanno parte della giunzione; questa resistenza, che di solito è molto piccola (tipicamente frazioni di ohm), in prima approssimazione si può riassorbire nella resistenza del generatore e quindi può essere trascurata.

È tempo ora di affrontare un altro aspetto del comportamento dei diodi. Supponiamo di far variare la tensione di giunzione V_d di una piccola quantità δ_V e cerchiamo di capire come varia la corrente I_d in corrispondenza a questa pertur-

bazione. L'analisi matematica ci mostra che, partendo dall'equazione di Ebers e Moll e differenziandola, si ottiene:

$$\delta I_d = \frac{I_{d0}}{\eta V_T} e^{\left(\frac{Vd}{\eta V_T}\right)} \cdot \delta Vd,$$

che con opportune trasformazioni ci porge:

$$\delta I_d = \frac{1}{\eta V_T}\left(I_d + I_{d0}\right) \cdot \delta Vd.$$

Questa espressione può essere immediatamente riscritta come:

$$r_d = \frac{\delta Vd}{\delta I_d} = \frac{\eta V_T}{\left(I_d + I_{d0}\right)}$$

La grandezza r_d che abbiamo così calcolato rappresenta il rapporto tra una piccola variazione di tensione ai capi del diodo e la corrispondente variazione di corrente: si tratta quindi di una resistenza, che prende il nome di **resistenza differenziale** del diodo, in quanto si applica alle differenze (ossia variazioni) molto piccole nelle tensioni e correnti. In sostanza, ciò che abbiamo scoperto è che il diodo, per quanto riguarda le piccole variazioni di tensione, si comporta in pratica come un resistore la cui resistenza é controllata dalla corrente di polarizzazione. Questo principio viene utilizzato per realizzare attenuatori variabili controllati in corrente, utili per la regolazione di segnali di piccola ampiezza - al più qualche millivolt - fino a frequenze piuttosto alte (UHF ed oltre), come ad esempio nei ricevitori TV.

Per focalizzare le idee, la **figura 3** presenta l'andamento della resistenza differenziale del diodo nel circuito di figura 1; possiamo osservare che la resistenza assume valori piuttosto grandi e decresce in maniera quasi perfettamente esponenziale per tensioni fino a

figura 3
Andamento della resistenza differenziale del diodo in funzione della tensione del generatore nel circuito di figura 1 (vedi testo)

figura 4
Conduttanza differenziale del diodo in funzione della tensione del generatore nel circuito di figura 1 per pilotaggio a basso livello

figura 5
Conduttanza differenziale del diodo in funzione della tensione del generatore nel circuito di figura 1 per alti livelli di pilotaggio

figura 6
partitore di segnale con diodo polarizzato

circa 0,2÷0,25V, per poi assumere un andamento iperbolico; per tensioni superiori a circa 0,3V, la conduttanza differenziale del diodo diventa praticamente proporzionale alla tensione del generatore. Questa zona di linearità inizia con valori di conduttanza dell'ordine dei 10 mA/V (pari a 100 W), e prosegue in un intervallo molto ampio, com'è chiaramente visibile dai grafici di **figura 4** e **figura 5**, in pratica limitato solo dalla dissipazione nel diodo.

Partitore controllato a diodo: il primo mescolatore

Guardiamo ora il circuito di **figura 6**: qui il diodo è usato come resistore variabile, in un partitore alimentato da un generatore di tensione variabile $E_0+\delta E$, dove il segnale δE dev'essere molto piccolo rispetto alla tensione costante di polarizzazione E_0; in uscita dal partitore, la componente variabile della tensione, considerando la resistenza differenziale r_d del diodo, vale:

$$\delta V_o = \frac{Z_o}{r_d + R_g + Z_o}\delta E$$

Sostituendo in questa espressione il valore trovato per r_d, abbiamo il guadagno del partitore in funzione della tensione del generatore:

$$G = \frac{\delta V_o}{\delta E} = \frac{Z_o}{\frac{\eta V_T}{i_d + i_{d0}} + R_g + Z_o} \approx \frac{Z_o i_{d0} + Z_o i_d}{\eta V_T + (R_g + Z_o) i_d}$$

Da questa espressione risulta che il guadagno è controllato dalla corrente di polarizzazione del diodo, secondo una funzione (**figura 7**) che ha una modesta zona di linearità, compresa tra circa 0,15 V e circa 0,30 V per un diodo al silicio con corrente di fuga I_{d0}=100 nA e valori di resistenza (Z_o, R_g) dell'ordine di 50W. Il ginocchio di questa zona si sposta verso l'origine al diminuire della I_{d0} ed all'aumentare del valore delle resistenze, ma senza che la sua ampiezza subisca variazioni significative: per ridurre il più possibile la distorsione ai più bassi livelli di tensione di polarizzazione, conviene che la corrente di fuga del diodo sia la più bassa possibile. Prestazioni di questo tipo vengono offerte dai diodi a barriera di Schottky, che hanno in più l'importante vantaggio di una commutazione estremamente veloce, collegata ad una capacità di giunzione particolarmente ridotta.

Nella zona lineare, l'andamento del guadagno può essere ben approssimato dall'espressione:

$$G = k_G(E - E_G)$$

dove k_G ed E_G sono due costanti che rappresentano rispettivamente la sensibilità del controllo di guadagno e la tensione di ginocchio della curva del guadagno. Nel caso illustrato in **figura 8**, ad esempio, abbiamo $k_G \approx$ 0,8 ed $E_G \approx$ 0,15. Supponiamo ora di utilizzare per la polarizzazione una tensione composta da una parte costante E_0, fissata in modo tale da posizionare il punto di riposo al centro della zona lineare, cui sia sovrapposta una tensione di modulazione sinusoidale, che per brevità chiameremo **"portante locale"** E_P, di ampiezza E_M e pulsazione w_0:

$$E = E_0 + E_P = E_0 + E_M\cos(\omega_0 t)$$

L'espressione del guadagno diventa allora variabile nel tempo:

$$G = k_G[(E_0 - E_G) + E_M\cos(\omega_0 t)]$$

Se applichiamo allora all'ingresso la variazione di tensione δE ipotizzata sopra, la tensione di uscita δV_o diviene come da formula **(A)**.

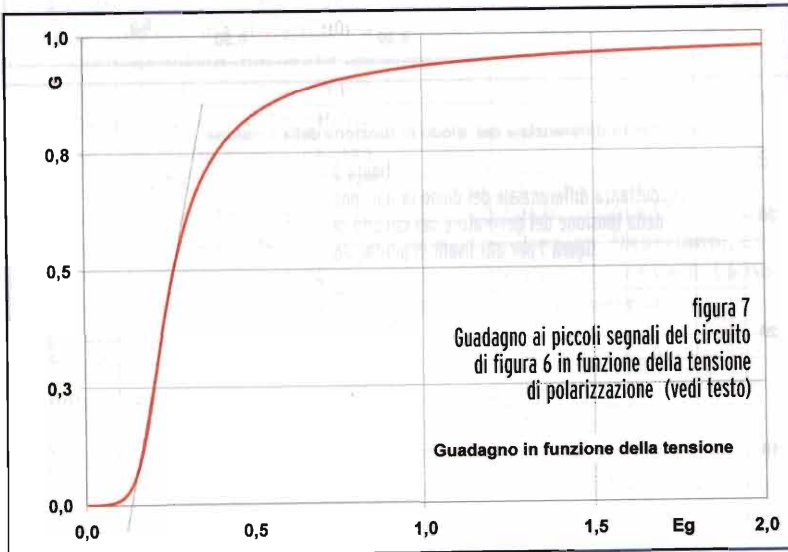



figura 7
Guadagno ai piccoli segnali del circuito di figura 6 in funzione della tensione di polarizzazione (vedi testo)

$$\delta V_o = G\cdot\delta E = k_G[(E_0 - E_G) + E_M\cos(\omega_0 t)]\delta E = k_G(E_0 - E_G)\delta E + k_G E_M\cos(\omega_0 t)\delta E$$ formula A

Nella tensione d'uscita riconosciamo ora due termini il cui significato ci è familiare: il primo rappresenta semplicemente una replica del segnale d'ingresso δE, mentre il secondo rappresenta il prodotto tra il segnale d'ingresso e la portante locale sovrapposta alla polarizzazione del diodo. Come sappiamo, questo prodotto è composto da segnali aventi per frequenza la somma e la differenza tra le frequenze del segnale d'ingresso e del segnale di modulazione: abbiamo così ottenuto un **mescolatore lineare**, che costituirà la base per i nostri successivi ragionamenti.

Prima di inoltrarci nelle complicazioni dei mescolatori a più diodi, cerchiamo di capire bene gli importanti **limiti** del risultato che abbiamo ottenuto;

- il buon funzionamento del mescolatore richiede che il diodo sia leggermente polarizzato in conduzione, in maniera da garantire che il punto di lavoro sia al centro della zona lineare di controllo: questo ovviamente è più facile a dirsi che a farsi, dato che la corrente di fuga del diodo è una grandezza che non solo è difficile da conoscere con precisione, ma per di più varia fortemente con la temperatura, come abbiamo visto. Perciò il corretto punto di lavoro va stabilito mediante una taratura del circuito, il che in pratica è tutt'altro che semplice!
- all'uscita del mescolatore è ancora presente anche il segnale d'ingresso δE: questo può essere un serio inconveniente, che impone l'uso di filtri più o meno raffinati per la sua rimozione; ma tutto sommato c'è di peggio...
- le ipotesi di funzionamento richiedono che l'ampiezza del segnale δE sia sostanzialmente trascurabile rispetto alla portante locale, che a sua volta può essere al massimo di poco più di un paio di centinaia di millivolt da picco a picco: insomma, la dinamica di questo mescolatore non può che essere piuttosto modesta, non appena si esce dalla zona lineare compare un'imponente distorsione e l'intermodulazione balza subito a valori assai elevati.

Armoniche e prodotti di conversione

Nonostante le sue limitazioni, questo circuito è la base di tutti i mescolatori a diodo. Le limitazioni peraltro scaturiscono essenzialmente dalla pretesa di restare in zona lineare, pretesa che non è giustificata quanto sembra: ragioniamo un po' su questo punto, considerando gli effetti di una eventuale presenza di armoniche nella portante locale: un qualsiasi segnale periodico alternato può essere scomposto nella sua serie armonica di Fourier, esprimendolo come:

$$E_P = \sum_{k=1}^{\infty} E_k \cos(k\omega t + \varphi_k)$$

Usando questa portante locale nell'espressione del guadagno, il segnale d'uscita dal nostro circuito diventa più complicato (vedi, a fondo pagina, formula **(B)**.

Da questa si evidenzia ancora una volta un primo termine che ripresenta all'uscita il segnale d'ingresso, ma il secondo termine ci offre invece la somma di tutti i prodotti del segnale d'ingresso con ciascuna armonica della portante locale, ciascuno con ampiezza relativa proporzionale all'ampiezza relativa dell'armonica nella portante locale. Fin qui, nulla di nuovo: semplicemente, **ogni armonica della portante locale converte "in proprio" il segnale d'ingresso**; ma da questo possiamo trarre due importanti deduzioni, che andiamo subito ad esporre.

Poniamoci, giusto per fissare le idee, nella condizione di un ricevitore a conversione diretta il cui oscillatore locale di portante produca un segnale a 3,5 MHz ma che contenga tutte le armoniche: un segnale all'ingresso del ricevitore verrà convertito da ciascuna armonica, ma il filtraggio dopo il mescolamento provvede a conservare solo il segnale convertito in banda base che ci interessa. Quindi un segnale a 3,5 MHz verrà convertito dalla fondamentale della portante locale, ma... un segnale a 7 MHz verrà convertito dalla seconda armonica della portante locale, un segnale a 10,5 MHz verrà convertito dalla terza armonica, uno a 14 MHz dalla quarta, e via così. In poche parole, il nostro ricevitore sarà in grado di ricevere tutte le bande amatoriali – contemporaneamente! Questo è un bene o è un male? Be', dipende... Se i filtri d'ingresso non sono fatti bene, possiamo andare a caccia in 20 metri di quel segnale che in realtà sta sui 40...; d'altro canto, se siamo capaci di fare un buon sistema di filtraggio di banda all'ingresso del ricevitore, possiamo sfruttare questo effetto per realizzare un ricevitore multibanda con complessità e spesa modeste! Per inciso, per chi avesse dei dubbi sulla pratica realizzabilità di questa idea, vale la pena di ricordare

$$\delta V_o = k_G \left[(E_0 - E_G) + \sum_{k=1}^{\infty} E_k \cos(k\omega t + \varphi_k) \right] \delta E = k_G (E_0 - E_G)\delta E + k_G \sum_{k=1}^{\infty} E_k \cos(k\omega t + \varphi_k)\delta E$$

formula B

che era utilizzata in un analizzatore di spettro di una famosa casa, leader nel settore della strumentazione. Però dobbiamo ricordare che l'ampiezza del segnale convertito è proporzionale all'ampiezza dell'armonica utilizzata, quindi la portante locale dovrà contenere tutte le armoniche che ci interessano ad un livello più o meno uniforme, quindi la portante locale dovrebbe essere un segnale periodico per quanto possibile simile ad un impulso molto stretto ed alto, preventivamente filtrato per eliminare le armoniche che invece non interessano.

Qualche parola sulla dinamica

La seconda considerazione, ancora più importante della precedente, riguarda la distorsione e la dinamica; tra le tante possibili forme d'onda della portante locale c'è anche, perché no?, l'onda quadra... un'onda quadra, però, fa transitare istantaneamente il diodo tra due soli stati di funzionamento, saltando idealmente tutti gli stati intermedi. A questo punto, il fatto che questi due stati siano o meno compresi nella zona lineare ci lascia decisamente indifferenti! In effetti, anzi, non c'è alcun motivo per non usare uno stato in cui il diodo sia sostanzialmente interdetto ed uno in cui il diodo abbia invece resistenza differenziale praticamente trascurabile: insomma, **usare il diodo come interruttore!** Questa idea, che purtroppo non è mia, ha in sé del geniale: prima di tutto, la condizione che il segnale d'ingresso sia molto piccolo rispetto alla portante locale diventa facile da assicurare anche con segnali d'ingresso di ampiezza assai elevata, è sufficiente utilizzare un segnale di portante locale abbastanza grande e, tutto sommato, nessuno ci impedisce di utilizzarne uno di livello pari a vari volt! In secondo luogo, l'esigenza di polarizzare il diodo in maniera da avere un punto di riposo nella zona lineare viene completamente a cadere, tanto il diodo lavora comunque tra due stati "on" ed "off", e nel punto di riposo non ci sta semplicemente mai... anzi, la tensione di controllo del diodo potrà diventare semplicemente alternata, passando da una polarizzazione diretta molto spinta ad una polarizzazione inversa altrettanto spinta: si apre così la strada ai mixer cosiddetti "ad alto livello", che offrono una dinamica semplicemente eccezionale. Il prezzo da pagare per questo risultato (in elettronica non si ha mai niente per niente) è presto detto: per non avere distorsione, il diodo deve passare **istantaneamente** dalla conduzione all'interdizione -ma in pratica, questo non è possibile, dato che:

- quando la giunzione è polarizzata direttamente, è piena di portatori maggioritari e, per passare all'interdizione, bisogna dare il tempo agli elettroni di uscire o cadere dentro ai buchi, neutralizzando così la carica libera e svuotando la giunzione (**tempo di svuotamento o recovery**); naturalmente, questo tempo è tanto più piccolo quanto minore è la capacità (di diffusione) del diodo, per cui i diodi più veloci sono anche necessariamente più piccoli;
- quando invece la giunzione è polarizzata inversamente, è vuota, e bisogna dare il tempo ai portatori di arrivarci (**tempo di riempimento**); anche in questo caso, le velocità maggiori sono connesse a minori capacità (di transizione) della giunzione.

Durante questi tempi di transizione di stato, il diodo attraversa comunque sia la zona lineare che le zone non lineari che ci stanno intorno, e quindi si ha inevitabilmente una certa distorsione; più è spinto il pilotaggio del diodo, più lunghi sono i tempi di transizione, e quindi maggiore sarà di conseguenza l'effetto della distorsione. Perciò, per poter utilizzare un pilotaggio di tipo on-off è necessario che il diodo sia estremamente veloce, prestazione che viene offerta (certo, non gratis...) dai diodi Schottky barrier, ma è molto meno facile da trovare nei normali diodi di commutazione; peraltro, per frequenze sufficientemente basse, i tempi tipici dei segnali sono tali che siano perfettamente accettabili i tempi di commutazione di normali diodi al silicio ad alta velocità, come ad esempio il comunissimo 1N4148 che con la sua capacità inferiore al pF commuta in meno di 4 ns (da confrontare, ad esempio, con il diodo per usi generali BAV18, che garantisce la commutazione in 50 ns); però oggi il mercato mette a disposizione anche diodi specificamente concepiti per la realizzazione di mescolatori, come ad esempio il BAT15, composto da quattro diodi Schottky già collegati ad anello, che con la loro capacità inferiore al mezzo picofarad vanno bene fino alle UHF. Va ricordato, naturalmente, che l'onda quadra possiede tutte le armoniche dispari, per cui un mixer pilotato in questo modo si comporta come descritto sopra a proposito dei mixer armonici. Per limitare la conversione di armoniche, si può utilizzare un'onda "non proprio quadra", che abbia cioè gli spigoli un po' arrotondati, e quindi il cui spettro sia meno ricco in contenuto armonico di quanto non sia una vera onda quadra.

Prima di proseguire, ci resta da fare qualche ulteriore considerazione sulle capacità dei diodi: abbiamo già visto che nel caso di mixer on-off la capacità della giunzione gioca un ruolo determinante nella distorsione, il che si traduce direttamente in un effetto nella dinamica complessiva del circuito; anche nel caso di mixer lineari, però, la capa-

cità fa sentire i suoi effetti, in quanto tende a ritardare la variazione della resistenza differenziale del diodo. In pratica, è come se in parallelo al diodo fosse disposta una piccola capacità, a causa della quale una porzione del segnale scavalca il diodo stesso. Questa capacità può essere trascurabile solo a condizione che la sua reattanza sia veramente molto grande rispetto alle impedenze viste nel circuito; ad esempio, una capacità pari ad 1 pF presenta una reattanza intorno ai 50 W intorno ai 3 GHz, quindi nelle nostre applicazioni è quasi sempre trascurabile; ma se prendiamo un diodo con capacità intorno ai 30 pF, e fissiamo l'impedenza di uscita intorno ai 5 kW, vediamo che le cose cambiano parecchio: la reattanza diventa confrontabile con l'impedenza d'ingresso già ad 1 MHz! Il problema non sta solo nella presenza della capacità, ma soprattutto nel fatto che questa è una grandezza che varia continuamente con il punto di lavoro del diodo (è l'effetto varactor, sempre presente in tutti i diodi), introducendo una ulteriore causa di distorsione che limita ancora una volta la dinamica del circuito: questo è uno dei motivi per cui nella realizzazione di un mixer non si possono usare ad esempio dei normali diodi raddrizzatori.

È venuto il momento dei modulatori bilanciati!

Riprendiamo il discorso dal modulatore lineare a singolo diodo: come abbiamo visto, l'inconveniente principale consiste nella necessità di polarizzare il diodo in mezzo alla zona lineare e nel fatto che, di conseguenza, una portante locale di livello eccessivo causa una distorsione asimmetrica, con conseguente insorgere di armoniche pari, facendo salire l'intermodulazione a livelli molto elevati.
Dalla teoria generale sappiamo che si possono far sparire le armoniche pari semplicemente garantendo che il circuito sia simmetrico rispetto alle tensioni: il più noto rappresentante di questa idea di base è l'amplificatore in push-pull, nel quale due mezzi circuiti si alternano tra loro nel funzionamento, lavorando ciascuno per un semiperiodo. Questa idea può essere prontamente applicata al nostro modulatore di principio, realizzando una coppia di modulatori uguali, ed alimentandoli in controfase: entrambi i modulatori riceveranno quindi la stessa portante locale, mentre ciascuno dei due riceverà il segnale d'ingresso invertito rispetto al suo speculare: in questo modo, durante la semionda positiva verrà modulato, attraverso il primo modulatore, il segnale d'ingresso con fase nulla, mentre durante la semionda negativa verrà modulato, attraverso il secondo modulatore, il segnale d'ingresso con fase invertita (l'inversione del segnale d'ingresso si ottiene facilmente mediante un trasformatore con due secondari uguali).
Si ottiene così il modulatore di **figura 8**, nel quale il guadagno, considerato come funzione della tensione della portante locale, diventa simmetrico rispetto allo zero, ed abbiamo quindi la soppressione delle armoniche pari. Inoltre, otteniamo la possibilità di raddoppiare la tensione della portante locale rispetto al caso precedente, in quanto la tensione di polarizzazione, in ogni semiperiodo, potrà spaziare in tutto il tratto di curva che prima era usato dall'intero periodo.

figura 8
modulatore bilanciato singolo in push-pull

Rivediamo il funzionamento dal punto di vista circuitale: durante ogni semionda, uno dei due diodi è praticamente interdetto, quindi il guadagno del relativo ramo è quasi (praticamente) uguale a zero; l'altro ramo invece offre un guadagno variabile secondo la tensione istantanea della portante locale, per cui all'uscita ritroveremo, come nel caso precedente, il prodotto del segnale d'ingresso con quello della portante locale. Il generatore della portante locale ora alimenta il diodo attraverso un secondario del trasformatore d'ingresso (uno diverso ad ogni semiperiodo), sul quale avviene anche al somma, o la sottrazione, con il segnale d'ingresso. L'impedenza offerta da questo secondario, in assenza del generatore d'ingresso, è pari alla reattanza dell'avvolgimento, perciò è molto elevata, dato che il trasformatore dovrà essere per quanto possibile vicino all'essere perfetto. Collegando il generatore d'ingresso, viceversa, l'impedenza vista al secondario è pari alla trasformazione dell'impedenza interna del generatore d'ingresso, e l'oscillatore locale alimenta il diodo attraverso quest'ultima. Su questa impedenza cadrà quindi una porzione della tensione dell'oscillatore locale, la cui ampiezza è determinata dal rapporto tra l'impedenza vista sul secondario e la somma delle impedenze viste sul diodo e sul carico. Questa stessa porzione di tensione, naturalmente scalata secondo il rap-

porto del trasformatore, la ritroveremo al primario, da dove potrà propagarsi all'indietro raggiungendo i circuiti precedenti (in un ricevitore a conversione diretta, ad esempio, verrà parzialmente emessa dall'antenna). Ed ancora, la stessa identica tensione che cade sul secondario in uso nel semiperiodo si ritroverà anche sul secondario a riposo, sul quale va quindi a sottrarsi da quella dell'oscillatore locale, riducendo di conseguenza la tensione di polarizzazione inversa del diodo (notiamo bene che in questo ramo del circuito **non c'è caduta di tensione**, perché la corrente è praticamente nulla). Per garantire una buona interdizione, quindi, è necessario che l'impedenza di carico non sia molto minore di quella del generatore d'ingresso.

Cerchiamo di capire quale sia l'impedenza vista dai generatori, e cominciamo dall'oscillatore locale; questo vede in serie l'impedenza d'ingresso trasformata, la resistenza differenziale del diodo (supponendo trascurabile la capacità) e l'impedenza di carico. Nel caso di un modulatore lineare, la resistenza differenziale del diodo è continuamente variabile, per cui lo è anche l'impedenza vista; nel caso invece di un modulatore on-off, la resistenza differenziale del diodo è sostanzialmente trascurabile, per cui l'impedenza di carico vista dall'oscillatore locale è più o meno costante, e vale la somma dell'impedenza d'ingresso trasformata e dell'impedenza di carico.

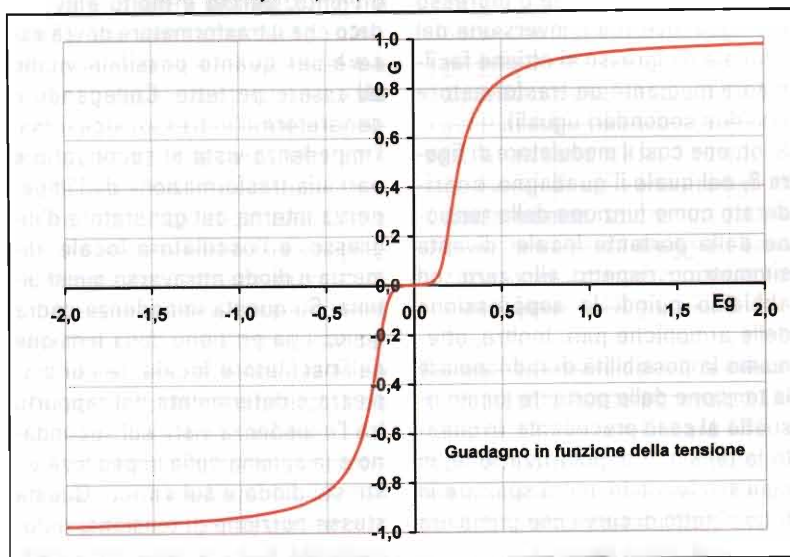
Per quanto riguarda l'impedenza vista dal generatore d'ingresso, dato che abbiamo supposto che l'oscillatore locale sia praticamente ideale, questa varrà la somma della resistenza differenziale del diodo con l'impedenza di carico, naturalmente scalata secondo il quadrato del rapporto di trasformazione; nel caso di un modulatore on-off, ancora una volta la resistenza differenziale diventa trascurabile, per cui il generatore d'ingresso vedrà come proprio carico semplicemente l'impedenza di carico del modulatore scalata dal trasformatore. In conclusione, un ulteriore vantaggio dei modulatori on-off, oltre a quelli già visti in precedenza, consiste nella possibilità di definire impedenze circuitali (ragionevolmente) costanti.

Qualora l'oscillatore locale possie da una resistenza interna non nulla, le cose non cambiano di molto: sostanzialmente, si dovrà considerare la caduta di tensione su questa resistenza interna, per cui il segnale dell'oscillatore locale si riduce secondo il carico; inoltre questa resistenza interna è vista in serie al carico dal generatore d'ingresso.

In pratica, molto spesso il trasformatore è realizzato con rapporti tutti unitari, per cui un modulatore on-off mostrerà al generatore d'ingresso ed all'oscillatore locale una impedenza rispettivamente pari a $Z_{in}=Z_{OL}+Z_o$ e $Z_{iPL}=Z_G+Z_o$.

Vale la pena di osservare che è **impossibile adattare tutte le porte contemporaneamente**: in effetti, questo è un fatto del tutto generale, che riguarda qualsiasi dispositivo reciproco a tre porte; di conseguenza, *in linea generale*, si cercherà di adattare una delle porte, di solito quella d'ingresso, accettando per principio un certo disadattamento sull'altra, di solito quella dell'oscillatore locale.

Abbiamo visto sopra che la portante locale si ritrova all'ingresso; vediamo ora cosa accade sulle altre porte. Supponiamo che la tensione d'ingresso sia nulla, e vediamo cosa accade all'uscita: durante il semiperiodo positivo, la tensione della portante locale raggiungerà l'uscita attraverso un ramo del circuito, mentre l'altro è interdetto; durante la semionda opposta, si invertono i ruoli e la tensione della portante raggiunge l'uscita attraverso l'altro ramo; perciò, in conclusione, all'uscita troveremo sempre la presenza della portante locale, così come l'abbiamo trovata all'ingresso del segnale: insomma, questo tipo di modulatore **non** sopprime la portante locale. Per il segnale d'ingresso le cose vanno diversamente: in assenza della portante locale, esso polarizza (debolmente, si spera!)

figura 9
Funzione guadagno teorico del modulatore bilanciato singolo in push-pull

entrambi i diodi nello stesso modo, direttamente durante una semionda ed inversamente durante l'altra: perciò, in uscita **non** troveremo il segnale d'ingresso. Per questo motivo, il modulatore che abbiamo fin qui visto prende il nome di mixer a singolo bilanciamento. Naturalmente, nulla impedisce di utilizzarlo anche per ottenere una modulazione a portante soppressa: è sufficiente a questo scopo scambiare i ruoli dell'oscillatore locale e del segnale da convertire (ad esempio, un segnale di bassa frequenza); ora, però, il modulatore dovrà essere usato rigorosamente in modalità lineare, altrimenti il segnale d'ingresso si ritroverà modulato non solo dal segnale locale, ma anche da tutte le sue armoniche.

Ed a questo proposito, è venuto il momento di parlare un po' anche della distorsione, che finora abbiamo implicitamente trascurato per semplificare la trattazione. La struttura simmetrica del circuito, come abbiamo già detto, fornisce una funzione guadagno simmetrica come quella illustrata in **figura 9**; da questa si vede subito che intorno all'origine abbiamo una significativa distorsione di crossover, dovuta alla riduzione del guadagno che si ha quando la corrente di polarizzazione del diodo si avvicina alla corrente di fuga. Abbiamo già visto cosa si deve fare per ridurre questa distorsione: mantenere piccole le impedenze del generatore e di carico, e specialmente utilizzare diodi con la corrente di fuga più ridotta possibile. Questo è il motivo per cui i diodi al germanio si prestano piuttosto male per la realizzazione di modulatori bilanciati di questo tipo, anche se la loro bassa tensione di soglia potrebbe far pensare il contrario, mentre si prestano benissimo i diodi a barriera di Schottky i quali, con la loro corrente di fuga decisamente piccola, danno una distorsione assai contenuta: ad esempio, il BAT17 ed il BAT81 offrono a temperatura ambiente e per piccole tensioni inverse, una corrente di fuga intorno ad una decina di nanoampere; ma anche il comunissimo ed economicissimo 1N4148 offre una corrente di fuga dello stesso ordine, sia pur con capacità leggermente più alte (intorno ad 1 pF o meno) e quindi si presta ottimamente alla realizzazione di mixer fino a frequenze moderatamente elevate (diciamo che può andare bene in tutte le bande HF).

Gli effetti delle tolleranze

Altro argomento essenziale nella nostra discussione, che finora abbiamo dato per scontato, è il bilanciamento dei due rami del circuito: abbiamo supposto che il trasformatore abbia due secondari identici e, anche se finora non l'abbiamo detto, abbiamo ovviamente supposto che fossero identici anche i diodi utilizzati... ma questo non è esattamente una cosa facile da realizzare! Dobbiamo perciò dedicare ora un po' del nostro tempo anche a cercare di capire cosa esattamente accade quando questo bilanciamento risulti imperfetto. Nella più semplice delle ipotesi, una eventuale asimmetria si potrà rivelare con una differenza di amplificazione tra i due semiperiodi, il che produrrebbe lo stesso effetto che si avrebbe se una delle due semionde della portante locale fosse un po' più piccola dell'altra; a causa di ciò, avremo quindi in uscita un segnale distorto – ma quanto? Possiamo azzardare una previsione sulla base di un calcolo relativamente semplice; ipotizziamo una portante locale sinusoidale, ma con semionde di ampiezza leggermente diversa:

$$E_{OL}(t)=\begin{cases} E_1\sin(\omega_0 t), per 0\leq t<\dfrac{T}{2} \\ E_2\sin(\omega_0 t), per \dfrac{T}{2}\leq t<T \end{cases}$$

Definiamo quindi l'ampiezza media e l'errore di ampiezza come:

$$\begin{cases} E=\dfrac{E_1+E_2}{2} \\ \Delta E=\dfrac{E_1-E_2}{2} \end{cases}, dove \begin{cases} E_1=E+\Delta E \\ E_2=E-\Delta E \end{cases}$$

Fissiamo le idee sulla distorsione di seconda armonica, che tipicamente sarà la più significativa, e calcoliamo perciò l'ampiezza $\mathbf{A_2}$ della seconda armonica della portante locale utilizzando l'integrale di Fourier:

$$A_2=\frac{2}{T}\int_0^T E_{OL}(t)\cos(2\omega_0 t)\,dt$$

Eseguendo il calcolo (che è semplice ma noioso, per cui lo omettiamo), si trova:

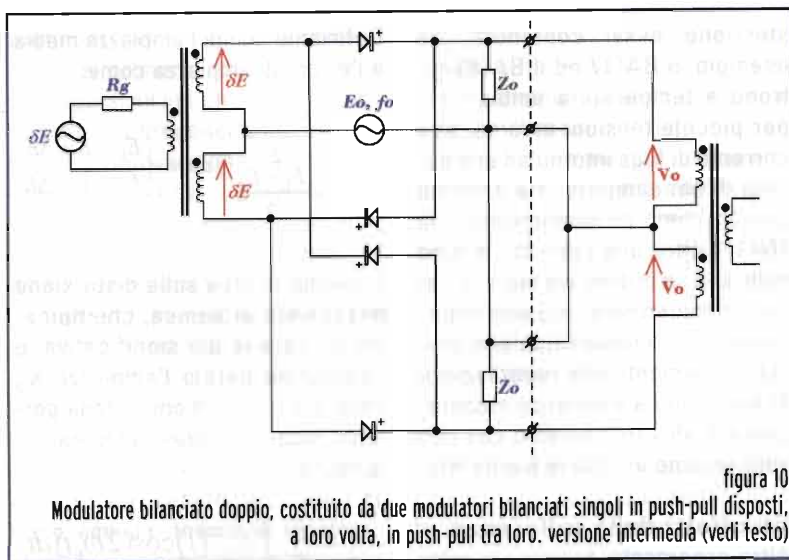
$$A_2=\frac{4}{3\pi}\Delta E$$

Poiché l'ampiezza della fondamentale è E, possiamo quantificare la distorsione di seconda armonica come:

$$\delta_2=\frac{4}{3\pi}\cdot\frac{\Delta E}{E}\approx 0{,}4244\cdot\frac{\Delta E}{E}$$

Si vede ora come l'asimmetria del circuito si rifletta immediatamente in una proporzionale distorsione di seconda armonica sul segnale d'uscita, e in definitiva in una maggiore intermodulazione del rivelatore a prodotto; ad esempio, un'asimmetria dell'1%, che è abbastanza piccola, comporta una distorsione di seconda armonica pari a circa –47 dB. Naturalmente, anche se qui ci siamo focalizzati sulla sola distorsione di seconda armonica, in linea generale ci troveremo a dover fare i conti, anche se in misura via via decrescente, con tutte le armoniche pari.

Notiamo che l'asimmetria determina anche l'entità dell'effettiva soppressione del segnale d'ingresso: riguardando il circuito di figura 8 ri-

figura 10
Modulatore bilanciato doppio, costituito da due modulatori bilanciati singoli in push-pull disposti, a loro volta, in push-pull tra loro. versione intermedia (vedi testo)

sulta evidente che sull'uscita, in assenza della portante locale, abbiamo il segnale risultante dalla somma algebrica delle due versioni del segnale d'entrata prodotte dai due secondari, riportate ciascuna attraverso il partitore costituito dal diodo e dalla impedenza di carico. Se il circuito presenta complessivamente una certa asimmetria, questa somma non si annulla più esattamente, e risulta quindi un residuo la cui ampiezza è direttamente proporzionale all'asimmetria stessa. È interessante osservare che, confrontando questo fatto con l'espressione della distorsione di seconda armonica, si vede immediatamente che il residuo di portante e la distorsione sono proporzionali tra loro, per cui la riduzione del primo comporta immediatamente anche una proporzionale riduzione della seconda.

Ed infine, il mixer a doppio bilanciamento

Cerchiamo ora di apportare un ulteriore miglioramento al nostro circuito, il cui difetto principale consiste, come si è visto, nella presenza della portante locale sia all'ingresso che all'uscita: per eliminare questo fastidioso effetto è necessario che il circuito sia simmetrico anche visto dall'oscillatore locale.

L'idea che ci viene spontanea è la seguente: per realizzare il modulatore bilanciato singolo abbiamo disposto in push-pull due modulatori non bilanciati (a singolo diodo), ottenendone il circuito di figura 9; ora, prendiamo due circuiti di quest'ultimo tipo, uguali, e poniamoli in push-pull tra di loro. Se ne ottiene così il circuito di **figura 10**, che ci è ormai facile analizzare. Il modulatore bilanciato singolo superiore e quello inferiore hanno esattamente gli stessi segnali d'ingresso, ma invertiti di segno l'uno rispetto all'altro, in quanto sono prelevati specularmente dal trasformatore d'ingresso; per contro, la portante locale è identica ed in fase in entrambi i modulatori. Perciò, i segnali di uscita saranno uguali ed opposti per quanto riguarda il prodotto del segnale d'ingresso con la portante locale, mentre sono identici per quanto riguarda la presenza di quest'ultima. Possiamo allora utilizzare un secondo trasformatore, questa volta dotato di due primari identici tra di solo, ma con un solo secondario: a causa della disposizione delle fasi del trasformatore, i segnali presenti ai due ingressi del trasformatore vengono sottratti tra di loro perciò:

- i segnali prodotto, che sono in opposizione di fase, sottraendosi si rafforzano, e sul secondario troveremo il prodotto del segnale d'ingresso con la portante locale ad un livello doppio di quanto avremmo con una sola sezione di modulatore, mentre
- i segnali di portante locale, essendo in fase, si annullando tra di loro, e quindi al secondario non troveremo più la portante locale, il che è esattamente il risultato sperato!

Nel nostro schema di Fig. 10 abbiamo riportato esattamente la situazione che si ottiene raddoppiando il modulatore bilanciato singolo, ma naturalmente la presenza delle due impedenze di carico Zo separate non ha alcun senso: in effetti, è molto più ragionevole spostare entrambe queste impedenze al secondario del trasformatore, riunendole in una sola – ottenendo oltre a tutto il vantaggio di eliminare un possibile motivo di asimmetria nella tolleranza delle impedenze stesse. Riportando al secondario queste impedenze, occorre ricordare che il valore riportato va dimezzato, oltre che scalato in ragione del rapporto di trasformazione delle impedenze, in quanto dal secondario le due impedenze al primario vengono viste in parallelo tra loro. D'altra parte, avendo raddoppiato il modulatore, sia l'ingresso che l'oscillatore locale vedono ora un'impedenza dimezzata, e di ciò si dovrà tenere debito conto. Operando dunque questo spostamento dei carichi e ridisegnando il circuito, si ottiene il nuovo schema di **figura 11**, che offre una rappresentazione più consueta del modulatore doppio bilanciato.

Vediamo ora le cose dal punto di vista del generatore d'ingresso: nel modulatore singolo bilanciato abbiamo visto che la tensione della portante locale si ritrova all'ingresso in quanto la corrente dell'oscil-

latore locale attraversa un solo secondario del trasformatore; ora, in questa nuova disposizione, per ogni semionda della portante locale abbiamo una corrente che attraversa un secondario per alimentare uno dei due modulatori, e una corrente identica che attraversa l'altro secondario per alimentare l'altro modulatore: perciò, nel nucleo del trasformatore abbiamo due flussi uguali e contrari che si annullano tra loro. Se i due modulatori sono identici, la tensione della portante locale viene soppressa anche all'ingresso; complessivamente, perciò, tutte le porte sono disaccoppiate tra loro.
L'effettiva soppressione della portante locale è legata ancora una volta alla simmetria del circuito, in questo caso alla simmetria dei due modulatori a singolo bilanciamento che formano il sistema e del trasformatore che effettua la somma algebrica dei segnali parziali. Il realtà, è assai facile realizzare trasformatori dotati di una simmetria pressoché perfetta, utilizzando la nota tecnica degli avvolgimenti trifilari, per cui la vera questione si sposta sulla selezione dei diodi che, per garantire una reale simmetria, devono risultare tutti identici tra di loro. Le soluzione tradizionale per questo problema consiste nell'utilizzare quaterne di diodi selezionati in maniera tale da risultare identici; questa soluzione risulta però piuttosto costosa, in quanto la selezione dei diodi deve essere operata in fase di post-produzione, aggiungendo notevoli costi industriali. La moderna tecnologia offre una soluzione alternativa assai semplice e più economica: piccoli circuiti integrati contenenti due o quattro diodi, uguali entro tolleranze molto ristrette, perché realizzati insieme su un unico chip di silicio. Un esempio di questi dispositivi è il BAT15-099R, contenente quattro diodi Schottky barrier appositamente progettati per

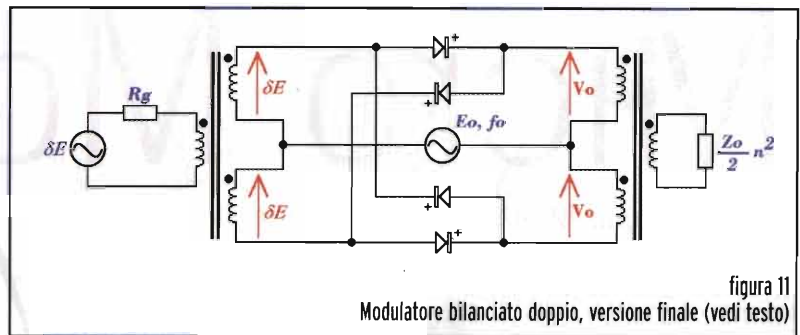



figura 11
Modulatore bilanciato doppio, versione finale (vedi testo)

la realizzazione di modulatori bilanciati fino alle UHF, che garantiscono una massima differenza tra tensioni dirette non superiore a 20 mV @ ID=10mA (che però non è un risultato migliore di quello ottenibile da buona quaterna di diodi selezionati).
Anche nel caso del modulatore doppio bilanciato si potrà utilizzare un livello della portante locale sufficiente a spostare i diodi dall'interdizione alla saturazione, facendoli sostanzialmente lavorare come degli interruttori molto veloci; in questo caso, naturalmente, valgono le considerazioni già fatte sulla presenza delle armoniche dell'oscillatore locale: in particolare, si può pensare di utilizzare una portante locale quadra o quasi quadra, che praticamente permette di evitare il transito attraverso le zone non lineari, spostandosi direttamente tra i punti estremi di funzionamento dei diodi. In questo caso, l'oscillatore locale possiederà tutte le armoniche dispari, con ampiezza inversamente proporzionale all'ordine dell'armonica (la terza avrà ampiezza pari ad un terzo della fondamentale, la quinta ad un quinto e così via). Il limite di questo tipo di modulatore a prodotto consiste nel fatto che i diodi possono comunque essere spinti fuori dell'interdizione o della saturazione da un segnale d'ingresso particolarmente forte, quindi esiste ancora una rigida (anche se meno severa che nel caso precedente) limitazione del segnale d'ingresso.
Si può apportare un ulteriore miglioramento al modulatore, sostituendo i diodi con degli interruttori elettronici: la distorsione del segnale d'ingresso diventa così molto bassa, garantendo un'intermodulazione veramente minima, e il livello del segnale d'ingresso gestibile diventa assai elevato, in pratica dell'ordine di vari volt, perché gli interruttori elettronici sono praticamente insensibili alle tensioni che commutano – ma questa è un'altra storia!
Mi fermo qui: alla prossima!

73 de i3hev, mario

mario.held@elflash.it

Mario Held, i3HEV, nato a Venezia e da sempre appassionato di elettricità e radio, ha progettato e costruito la sua prima radio (comprensibilmente, una schifezza!) a 10 anni; è esperantista dal 1974, radioamatore dal 1976 (prima non si poteva...). Ha tenuto molti corsi per aspiranti radioamatori, è laureato in ingegneria elettronica (indirizzo tlc: propagazione e antenne); sposato, con due figli. Si occupa professionalmente di informatica ma dedica buona parte del (poco) tempo libero a progettare e realizzare cose elettroniche nel suo magazzino-laboratorio.

Micro Mouse

Daniele Cappa, IW1AXR

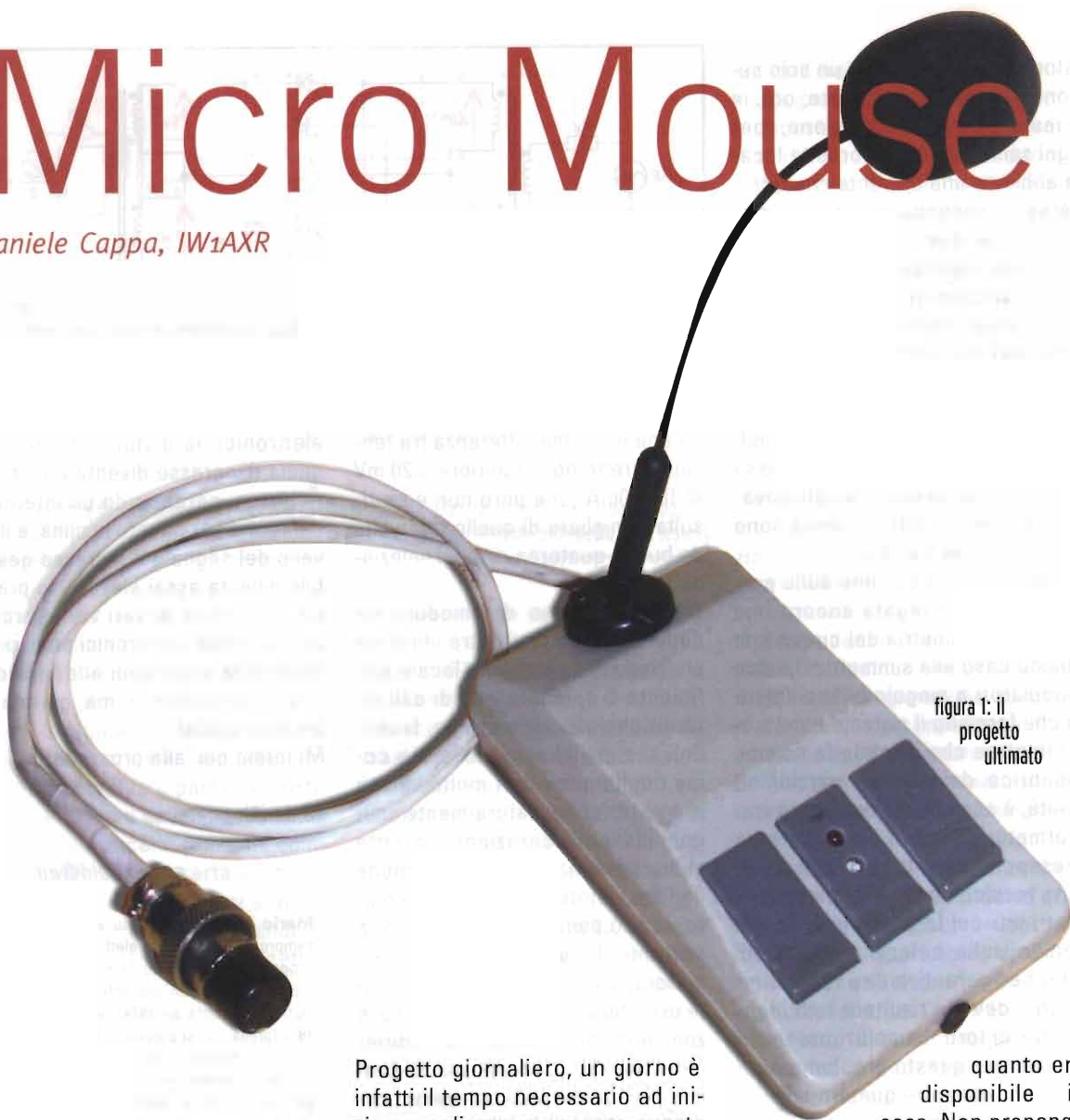



figura 1: il progetto ultimato

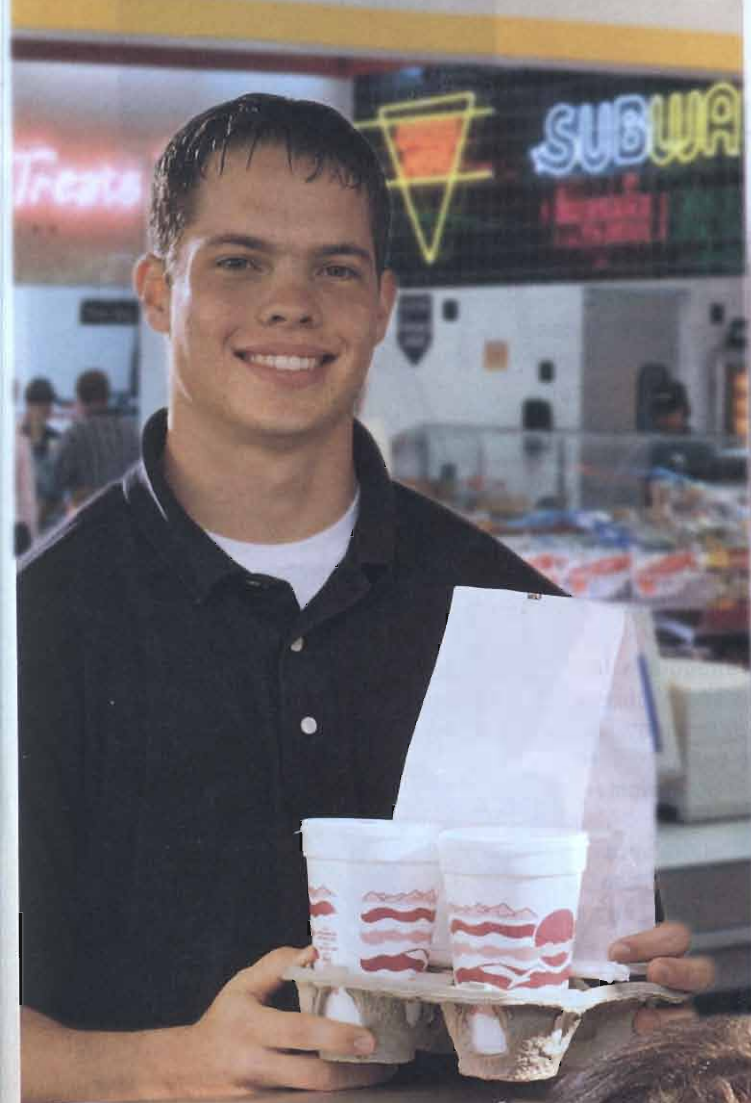
Ovvero... come riciclare un vecchio progetto e alcuni rottami da Pc per costruire un microfono da tavolo

Progetto giornaliero, un giorno è infatti il tempo necessario ad iniziare, realizzare e provare questo microfono, che, pur nella sua semplicita', funziona piuttosto bene.
Facciamo un salto indietro, ed arriviamo a Dicembre 1999, mese in cui Elettronica Flash pubblicò il progetto di un microfono per auto. Ho ancora molte basette di quel progetto e ho deciso di riciclarne almeno una.
Per la parte elettronica rimando dunque a quel numero di EF, ma comunque sappiate che un qualsiasi preamplificatore adatto a capsule a condensatore andra' bene. Alcuni amici hanno gia' realizzato altri prototipi analoghi utilizzando quanto era disponibile in casa. Non propongo lo schema, sfogliando la rivista ne possiamo trovare in abbondanza, la mia è una idea per riciclare alcuni rottami e passare alcune ore in compagnia del saldatore.
La partenza è il guscio di un vecchio mouse, preferibilmente a tre tasti, che formera' la base del futuro microfono da tavolo e il contenitore per il preamplificatore. I tre tasti sono utilizzati per il comando del PTT, il centrale, e per i comandi UP – DOWN, i due laterali. Se è disponibile solo un modello a due tasti possiamo utilizzarli solo

come PTT, trascurando i due comandi di sintonia. Lo stelo con la capsula in cima è recuperato da una ex cuffietta – microfono per PC, anche se un tubicino di rame con in cima un guscio da connettore RCA in cui alloggiare la capsula a condensatore andra' ugualmente bene.
La piastra del vecchio mouse va recuperata e smontata avendo cura di non rimuovere o danneggiare i tre pulsanti che sono gia' posizionati per essere comandati dall'esterno con i tasti di plastica.
Sullo stampato del mouse taglieremo tutte le piste che fanno capo ai pulsanti e da qui andremo ai comandi del ricetrasmettitore.
La basetta del preamplificatore andra' fissata sopra il vecchio stampato dell'ex_mouse, avendo cura nel realizzarla quanto piu' possibile sottile. E' bene verificare lo spazio disponibile e realizzare la parte elettronica in base a questo. Un preamplificatore a un transistor impiega pochi componenti che sarebbe persino possibile montarlo utilizzando lo stampato del mouse come supporto millefori adattabile...
Sul guscio superiore praticheremo un foro adatto a fissare lo stelo alla cui estremita' è montata la capsula a condensatore. Verificate che la capsula montata abbia il foro di passaggio rivolto verso l'alto, in caso contrario sostituitela con un modello normale e eseguite sullo stelo il foro necessario.
Un foro per il LED e uno di accesso al trimmer del livello audio completano la preparazione meccanica. Il contenitore del mouse è ora utilizzato al contrario, con i tasti rivolti verso di noi, dunque il filo uscira' dalla parte opposta. Il vecchio foro di uscita del cavo andra' chiuso o riutilizzato per il led di trasmissione, a vostra discrezione.
Il vano in cui alloggiava la sfera del mouse andra' chiuso con una noce di spugnetta oppure riutilizzato per alloggiarvi il trimmer, o il potenziometro, del livello di uscita.
L'alimentazione andra' prelevata dal pin della presa microfonica della radio su cui sono presenti 5 o 8V. Verificate la presenza di questa tensione, prima di iniziare l'opera!

figura 2: vista interna del microfono

Buon lavoro, quindi, e buone vacanze a tutti!!

daniele.cappa@elflash.it

RFID
Wireless
Payment
Instructions
• Verify amount due
• Wave tag at window reader
• Payment complete when indicator lights
Thank You!
PAYMENT AUTHORIZED
GILBARCO
VEEDER-ROOT
SUBWA

RFID (Radio Frequency IDentification):

un'introduzione alla tecnologia del futuro

Marco Lisi, IZØFNO

E' un ulteriore trionfo della tecnologia "wireless": dopo radio e televisione, dopo i telefonini di prima, seconda e terza generazione, il Wi-Fi ed il Bluetooth, sembra proprio che presto miliardi di microscopici dispositivi ricetrasmittenti ("smart dust": polvere intelligente) invaderanno il mercato, integrati in tutti i beni e gli oggetti di largo consumo

Stiamo per assistere ad una vera rivoluzione tecnologica, attraverso la quale informatica e radio frequenza si fonderanno insieme per dare "voce" al mondo degli oggetti inanimati che popolano la nostra vita quotidiana.
Il dispositivo RFID ("Radio Frequency Identification", cioè: identificazione a radiofrequenza) è un'etichetta sottile contenente un minuscolo integrato microprocessore in silicio, poco più grande di un granello di polvere. Attivato da uno speciale lettore, il "chip" trasmette un codice che permette la localizzazione, l'identificazione ed il conteggio dei prodotti al quale esso è stato applicato.
Le applicazioni della tecnologia RFID sono molteplici:

- la riscossione elettronica dei pedaggi autostradali ("Electronic Toll Collection", ETC), come avviene nel ben noto Telepass;
- l'identificazione e localizzazione delle carrozze ferroviarie e dei "container";
- la gestione dei bagagli sugli aerei;
- l'identificazione e lo smistamento della posta;
- la gestione di prodotti e beni di consumo in negozi e supermercati;
- il controllo degli ingressi a cinema, teatri, discoteche, centri per conferenze e sale riunione;
- l'identificazione e localizzazione di animali domestici o pericolosi;
- dispositivi antifurto per l'automobile o l'abitazione.

La tecnologia non deve essere confusa con alcuni sistemi più semplici ed economici, comunemente utilizzati per evitare i furti nei supermercati e nei grandi magazzini ("Electronic Article Surveillance", EAS).
Alcuni di questi sistemi si basano su targhette costituite da una lamina magnetizzata di "mu-metal"

Figura 1
Sistema anti-taccheggio con etichette magnetiche

Swept-RF
Direct Path
Swept Transmitter Signal
7.4 MHz to 8.8 MHz
Reradiated Signal
Swept Transmitter Signal
~8 MHz Tag
Transmitter
Receiver
Figura 2
Sistema anti-taccheggio a circuito risonante passivo

Figura 3
il codice d'identificazione "a barre"

(materiale ad alta permeabilità magnetica), che deve essere smagnetizzata alla cassa prima di passare attraverso il cancello d'uscita (**figura 1**). In altri sistemi l'idea è quella di applicare sulle confezioni un'etichetta adesiva (simile a prima vista ad un'etichetta RFID) contenente un circuito risonante, composto di un induttore a spirale fotoinciso e di un circuito RC. Eccitata da un segnale RF "sweeppato", l'etichetta riemette delle oscillazioni smorzate alla propria frequenza di risonanza. Per disattivare l'etichetta, basta applicarle un impulso RF molto forte, che brucia i componenti RC, come fossero un fusibile. Dopo questa operazione, l'etichetta non è più risonante (è un induttore aperto) e può quindi passare attraverso il cancello elettronico senza far suonare l'allarme (**figura 2**).

I sistemi EAS differiscono da quelli RFID per una caratteristica essenziale: essi infatti non permettono l'identificazione dell'oggetto, ma solo la rilevazione di un eventuale tentativo di furto.
Da questo punto di vista, la tecnologia "antenata" della RFID è in realtà quella largamente diffusa del cosiddetto "codice a barre", presente sulle confezioni di pressoché tutti i prodotti attualmente in commercio (**figura 3**). Una nota storica: il codice a barre è stato utilizzato per la prima volta trenta anni fa, nel 1974.

Rispetto al "codice a barre" ("**bar code**"), che permette l'identificazione dei contenitori attraverso la scansione manuale con uno speciale lettore ottico, le targhette RFID di ultima generazione permettono la rilevazione di una quantità maggiore di dati, la loro modifica ed aggiornamento e, soprattutto, la loro lettura completamente automatica..
Sarà così possibile, ad esempio, fare la spesa al supermercato e pagare il conto semplicemente passando con il carrello attraverso il varco della cassa, senza dover più perdere tempo in lunghe e noiose code.
L'etichetta RFID più economica e più comunemente utilizzata è passiva, nel senso che non ha una fonte di energia incorporata. L'integrato ricava la sua alimentazione dal segnale a radiofrequenza trasmesso dal lettore, dopo averlo opportunamente rettificato (**figura 4**).
Con questo approccio non è ovviamente possibile ottenere un'emissione radio di grande potenza: le etichette passive infatti raggiungono portate che nella migliore delle ipotesi sono di qualche metro.
L'etichetta è tipicamente composta di un substrato flessibile in materiale plastico, sul quale è incisa l'antenna (un induttore a spirale) ed è anche annegato il microsco-

Figura 4
Schema a blocchi di un circuito integrato RFID

Figura 5
Etichette RFID su materiale plastico

figura 6
Etichetta RFID con circuito integrato

Figura 7
Schema a blocchi di un tipico sistema RFID

pico "chip" di silicio (**figure 5 e 6**). A volte l'antenna è ottenuta stampando su un substrato cartaceo con uno speciale inchiostro conduttivo a base di carbone.

Sono allo studio anche etichette RFID attive, cioè dotate di alimentazione propria (batteria interna) e quindi in grado di trasmettere informazioni senza essere "energizzate" da un lettore. Le etichette attive sono in grado di fornire migliori prestazioni di quelle passive, sia in termini di portata radio (fino a 100 metri) che in termini di quantità di memoria supportata. Il loro costo è però molto superiore a quello delle etichette passive (tipicamente di un fattore uno a dieci) e inoltre anche le loro dimensioni sono al momento maggiori. Il già citato Telepass, utilizzato sulle autostrade italiane, è un tipico esempio di dispositivo RFID attivo.

Le etichette attive permettono non solo l'identificazione, ma anche una più agevole localizzazione di oggetti o persone.

Con questo ulteriore miglioramento della tecnologia si assisterà al pieno sviluppo della cosiddetta "infomobilità", cioè alla fusione delle comunicazioni mobili, dell'informatica e della radiolocalizzazione.

La **figura 7** mostra lo schema a blocchi semplificato di un tipico sistema RFID.

I sistemi RFID operano su una frequenza che può variare dai 60kHz ai 5,8GHz, a seconda dell'applicazione. Le frequenze standard più utilizzate sono 125kHz e 13,56MHz, ma si stanno diffondendo sistemi che operano a 2,45GHz.

marco.lisi@elflash.it

Sistema operativo LINUX - Quinta parte:

Gestiamo il nostro laboratorio con Linux

Calogero Bonasia

Da astrofilo "saltuario" quale mi definisco, per mancanza di tempo ma soprattutto per la posizione geografica infelice della mia residenza, non ho più potuto installare un telescopio e "gironzolare" per lo spazio.

Così, alcuni anni fa, mi cimentai nel campo radioastronomico. Comperai un paio di volumi (vedi bibliografia) relativi alla radioastronomia, e cominciai a cercare fra le riviste di elettronica se vi fossero articoli di qualche interesse per un radioamatore appassionato di astronomia... nella speranza di riuscire a "vedere" sulle lunghezze d'onda dove l'illuminazione cittadina non poteva disturbare.

Nel 1998, mi imbattei in un interessante articolo di Flavio Falcinelli (elettronica flash numero 171 aprile 1998), dal titolo "il più semplice ed economico modulo di acquisizione dati controllato da pc". Nell'articolo viene proposto un modulo per l'acquisizione di tensioni analogiche controllato dalla porta parallela del computer accoppiato ad un ricevitore radioastronimico in banda TV. Avevo letto già il libro "sussurri dal cosmo", di Falcinelli, per cui da lettore di elettronica flash mi fece piacere rileggerlo sulla rivista. Che cosa ascoltano i radio astronomi? Attualmente i radio astronomi "ascoltano" molto raramente con le loro orecchie i segnali che stanno ricevendo. Per ascoltare qualcosa al radiotelescopio, bisogna trasformare il segnale in uscita in un segnale audio tale da poter essere sentito; il rumore che ne deriva è simile a ciò che si sente quando ci si posiziona su un canale libero per la televisione. E' questo segnale di rumore che è di interesse per i radioastronomi che riescono a misurarlo in molti modi, ma ascoltano soltanto per verificare che non ci sia interferenza da parte di qualche segnale terrestre che possa disturbare le loro misure.

Siete curiosi e volete subito "ascoltare"?..allora "http://www.geocities.com/Area51/Dimension/5189/19.au", si ascolta una delle pulsar più veloci, ruota all'incredibile frequenza di 642Hz... Comunque, direte voi, cosa c'entra tutto questo con Linux? A suo

Schede di aquisizione PCI/MiniRac della EXAO

tempo giocai per un pò con quello che riuscii a costruire seguendo le istruzioni del citato articolo, ma poi, la solita mancanza cronica di tempo, mi fece dimenticare il tutto in un angolo del mio studio.
Recentemente mi è stato chiesto di pubblicare su Internet, sottoforma di "sito web interattivo" (cito le parole del committente...) dei dati ripresi dalla telemetria di diversi sensori scientifici. I dati venivano collezionati a mano, esportandoli in formato testo, e poi reimportati in una base dati access, e pubblicati alla meno peggio con il server web di Windows. Occupandomi del progetto, ovviamente ho subito pensato di gestire la cosa sulla piattaforma Linux, auspicando che la sua particolare malleabilità mi avrebbe permesso di gestire in maniera quasi del tutto automatica, il rilevamento dei dati e la loro pubblicazione.
Negli strumenti dilettantistici é conveniente l'acquisizione dei dati mediante schede di ingresso-uscita pilotate da computer: tale soluzione offre notevole flessibilità, potenza di calcolo e la possibilità di effettuare registrazioni automatiche non presidiate dall'operatore. Sono disponibili ottimi prodotti commerciali, comprendenti il software di gestione corredato di potenti ambienti di sviluppo che richiedono semplici operazioni di personalizzazione e consentono prestazioni ad alto livello.
Il sensore o trasduttore è il primo elemento della catena di acquisizione dati (uno schema completo è visibile in Figura 1).
La sua funzione è quella di acquisire in ingresso una grandezza fisica e di fornire in uscita una grandezza elettrica (generalmente tensione, ma esistono anche trasduttori resistivi e di corrente). Esistono due tipi di trasduttori, quelli attivi che in corrispondenza di un ingresso generano autonomamente l'uscita. Invece i trasduttori passivi hanno bisogno di una alimentazione di eccitazione per poter generare l'uscita. Per poter scegliere il sensore migliore per una applicazione bisogna tener conto di alcuni parametri:
* la funzione di trasferimento, cioè

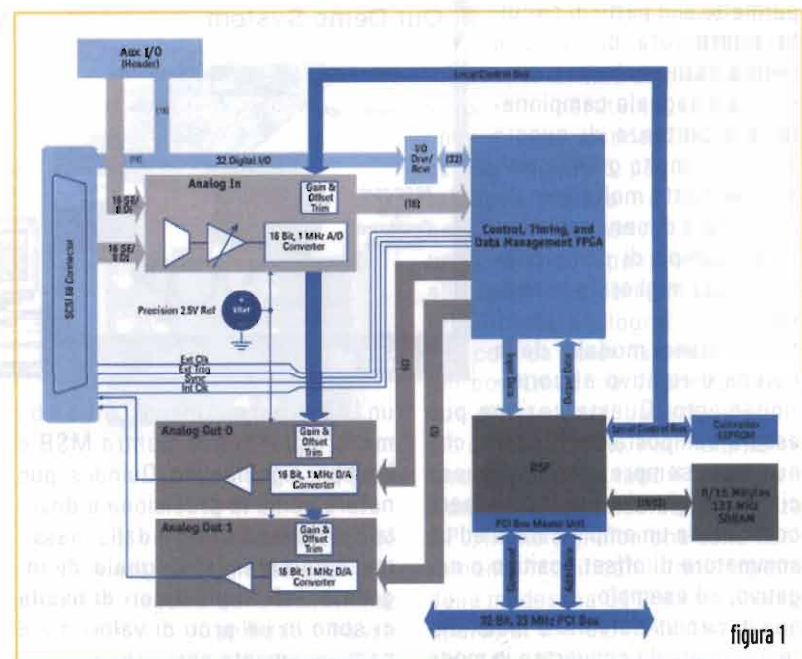



figura 1

la relazione tra la grandezza da acquisire e l'uscita del sensore stesso;
* l'intervallo della linearità, deve essere così grande da consentire una buona funzione di trasferimento;
* la sensibilità: esprime il rapporto fra la variazione di grandezza di ingresso e la variazione di quella di uscita;
* l'errore di misura, rappresenta l'errore tra la grandezza reale e quella misurata;
* le caratteristiche dinamiche che rappresentano il comportamento del sensore se l'ingresso compie brusche variazioni;
* il tipo di segnale di uscita desiderato; in base ad esso si può scegliere di utilizzare un sensore resistivo invece di uno di tensione, oppure un sensore ad uscita analogica al posto di una digitale.

Il filtro posizionato dopo il sensore non permette alle armoniche ad alta frequenza di passare, permettendo un campionamento migliore per il noto teorema di Shannon. Il circuito di campionamento (per esempio il sample and hold) permette alla parte di circuito interessata di avere il tempo sufficiente per convertire il segnale campionato. L'importanza di questo circuito è molto grande perchè permette molto semplicemente il dimensionamento del tempo di campionamento per migliorare la conversione.

Il penultimo modulo della catena è relativo al condizionamento. Questa sezione può essere composta da più parti, che non sono sempre presenti. Questi circuiti aggiuntivi possono essere costituiti da un amplificatore ed un sommatore di offset positivo o negativo, ad esempio.

questi circuiti servono a modificare il segnale da convertire in modo da farlo rientrare nei parametri del convertitore, per poter aver così un segnale che non crei errori di nessun genere.

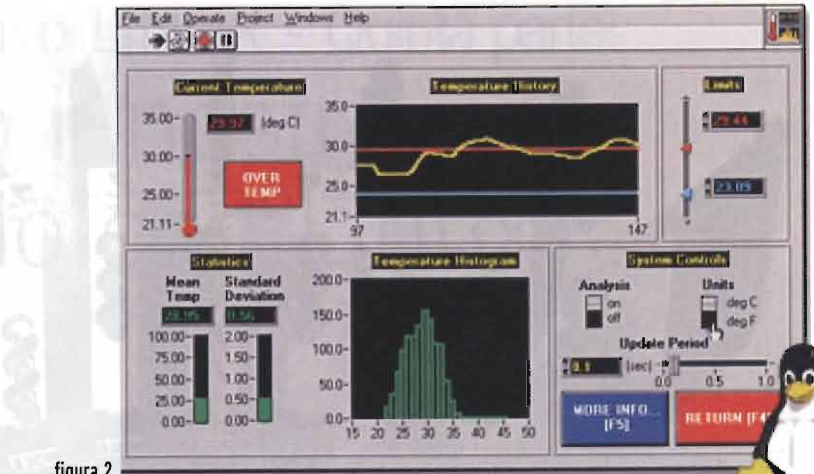



figura 2

Infine avviene la conversione che è la parte della catena di acquisizione dati in cui il dato analogico viene convertito in dato digitale corrispondente. Questa conversione è eseguita dal ADC (Convertitore Analogico-Digitale), il quale ha in ingresso il dato analogico che è già passato attraverso le fasi precedenti mentre in uscita ha il dato digitale su N bit con un errore di un LSB in più o in meno. LSB è il bit meno significativo mentre MSB è il bit più significativo. Quindi si può notare come la precisione è dovuta dal numero di bit e dalla massima ampiezza del segnale di ingresso, infatti più valori di uscita ci sono in un arco di valori più il campionamento sarà preciso.

figura 3

Accanto alle soluzioni amatoriali esistono ovviamente soluzioni commerciali molto valide (e spesso anche costose, inutile nasconderlo). In passato, in qualità di ufficiale dell'Aeronautica Militare, mi sono servito di alcuni prodotti della National Instruments (www.ni.com), che produce il famoso LabView. Si tratta, in sintesi, di una piattaforma software alla quale si può interfacciare dell'apposito hardware, che mediante "moduli" specifici, permette di ricreare strumenti di misura "tradizionali", come oscilloscopi, voltmetri, amperometri, etc... Come National, eistono altri produttori sia di software che di hardware, ne ho citati alcuni nella bibliografia. Sostanzialmente si va da soluzioni per la "simulazione" degli strumenti di laboratorio, come detto, a sistemi per l'acquisizione e il trattamento di dati per la visione artificiale, piuttosto che per il controllo di processi di produzione industriale o anche per il settore della sanità. Se mi sarà concesso dello spazio sulla rivista, magari in un futuro vedremo alcuni di questi prodotti più da vicino.

Tornando al LabView, la caratteristica principale che mi colpì al primo utilizzo è quella di poter "dise-

figura 4

(Figura 3); il che torna utile per chi volesse familiarizzare con questi prodotti (la curva di apprendimento è simile a quella di un programma per CAD piuttosto che di fotoritocco professionale... si rischia di perdersi nella marea di funzionalità presenti). Mentre in figura 4 è possibile vedere una schermata del software di controllo dei sistemi di acquisizione di Exaq (nota bibliografica numero 11).

Sul sito della USB-DUX (vedi nota bibliografica numero 12) è possibile reperire delle interessanti unità esterne che funzionano su porta USB (figura 5), anziché la tradizionale porta seriale o il bus PCI della gran parte degli apparati di acquisizione; sul sito "http://www.cn.stir.ac.uk/remote_usbdux/" è possibile trovare un esempio di applicazione che pubblica on line dati remoti acquisiti con una interfaccia USB-DUX (giusto per tornare al tema dal quale siamo partiti...), oppure su "http://www.cn.stir.ac.uk/~mhh1/qt scope/ "(figura 6, pagina seguente) dove trovate un esempio di oscilloscopio. I driver per queste unità sono sviluppati in aderenza alle specifiche del framework COMEDI (nota bibliografica numero 13), così da poter essere compatibili con Linux ma anche lavorare con gli "standard" de facto, come il già citato LabView. Particolarità interessante è che tutto il firmware e i driver sono rilasciati in licenza GPL, il che significa che sono liberamente modificabili (nel rispetto della medesima GPL) e ovviamente aperti, ai fini didattici non si può chiedere di più.

gnare" letteralmente con dei "copia e incolla" di icone rappresentanti gli strumenti di misura/acquisizione, un percorso attraverso il quale i segnali da catturare e misurare possono essere elaborati in maniera più o meno complessa: è ad esempio possibile immettere dei controlli logici per cui al verificarsi di determinate condizioni, automaticamente vengono passati i dati ad un segmento piuttosto che ad un altro, della catena di strumenti.

Ho accolto con piacere quindi l'apertura di LabView al mondo Linux (Figura 2). Esistono versioni specifiche per Linux dei più famosi moduli già esistenti per Windows (io utilizzavo moduli su Sun Solaris, ma ne esistono anche per Apple Mac). Dal sito ufficiale è possibile giungere al sito del Linux Lab Project (al numero 8 nella bibliografia), dove sono collezionati per aree tematiche programmi e driver liberamente scaricabili, per la piattaforma Linux, da utilizzare in ambienti di strumentazione elettronica virtuale. Si va da applicazioni basiche, fino a moduli per il monitoraggio di motori a scoppio o

figura 5

funzioni di velivoli militari. Sul sito di National Instruments è anche possibile seguire dei corsi on line (in inglese) che spiegano passo passo come utilizzare sistemi DAQ

Il progetto COMEDI ha come scopo quello di sviluppare driver, strumenti e librerire per l'acquisizione dei dati. Sul sito sono raccolte una collezione di driver e diversi moduli aggiuntivi. Tutti i driver sono implementati come moduli "core" su Linux, per offrire funzionalità comuni e a basso livello. Per chi intendesse cimentarsi nello sviluppo di driver specifici, sono disponibili le ComediLib, complete di documentazione, utilità di configurazione e calibrazione e molti programmi dimostrativi dai quali partire. Kcomedilib è un modulo del kernel Linux che offre la medesima interfaccia di ComediLib in un "kernel space", più indicato per l'elaborazione dati in tempo reale. A tal proposito... suggerisco di andare a curiosare sul sito del Dipartimento di Ingegneria Aerospaziale del Politecnico Universitario di Milano. Mentre sul sito di Roberto Bucher (nota bibliografica numero 15), trovate un esempio di come realizzarvi la vostra mini-distribuzione Linux ottimizzata per il RTAI.

calogero.bonasia@elflash.it

Calogero Bonasia
Si occupa di consulenza tecnologica in ambito e-government e gestione della conoscenza aziendale.

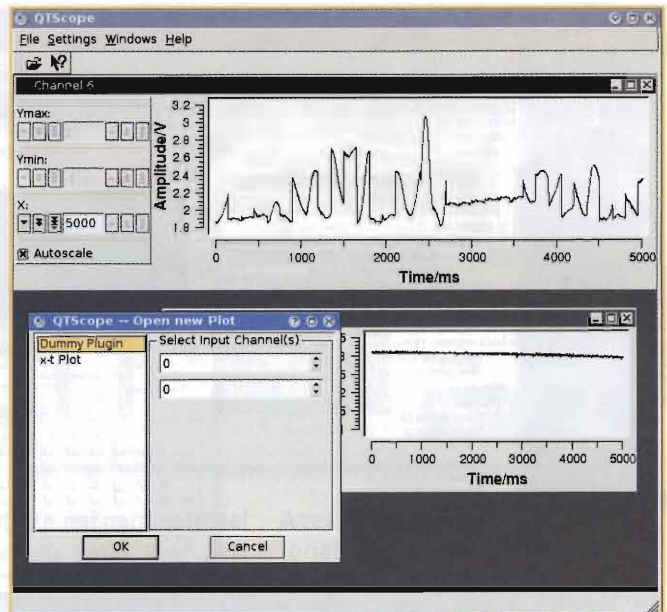



figura 6

BIBLIOGRAFIA e SITI WEB

1) "Radioastronomia Amatoriale" di Flavio Falcinelli;
2) http://members.xoom.virgilio.it/creon/attiv/2004_progetto.htm;
3) http://members.xoom.virgilio.it/grrat/it/lavori/lavori.htm;
4) http://www.qsl.net/xe3rn/radioastronomia.htm
5) http://www.geocities.com/Area51/Dimension/5189/radio_faq_it.htm;
6) "Sussurri dal cosmo" di Flavio Falcinelli;
7) http://www.radioastrolab.it/strum.html;
8) http://www.llp.fu-berlin.de/pool/software/;
9) http://www.electroportal.net/;
10) http://www.advantech.it/products/;
11) http://www.exacq.com/linuxtools.html;
12) http://www.linux-usb-daq.co.uk/;
13) http://www.comedi.org/;
14) http://www.aero.polimi.it/~rtai/;
15) http://a.die.supsi.ch/~bucher/;

10 per l'estate

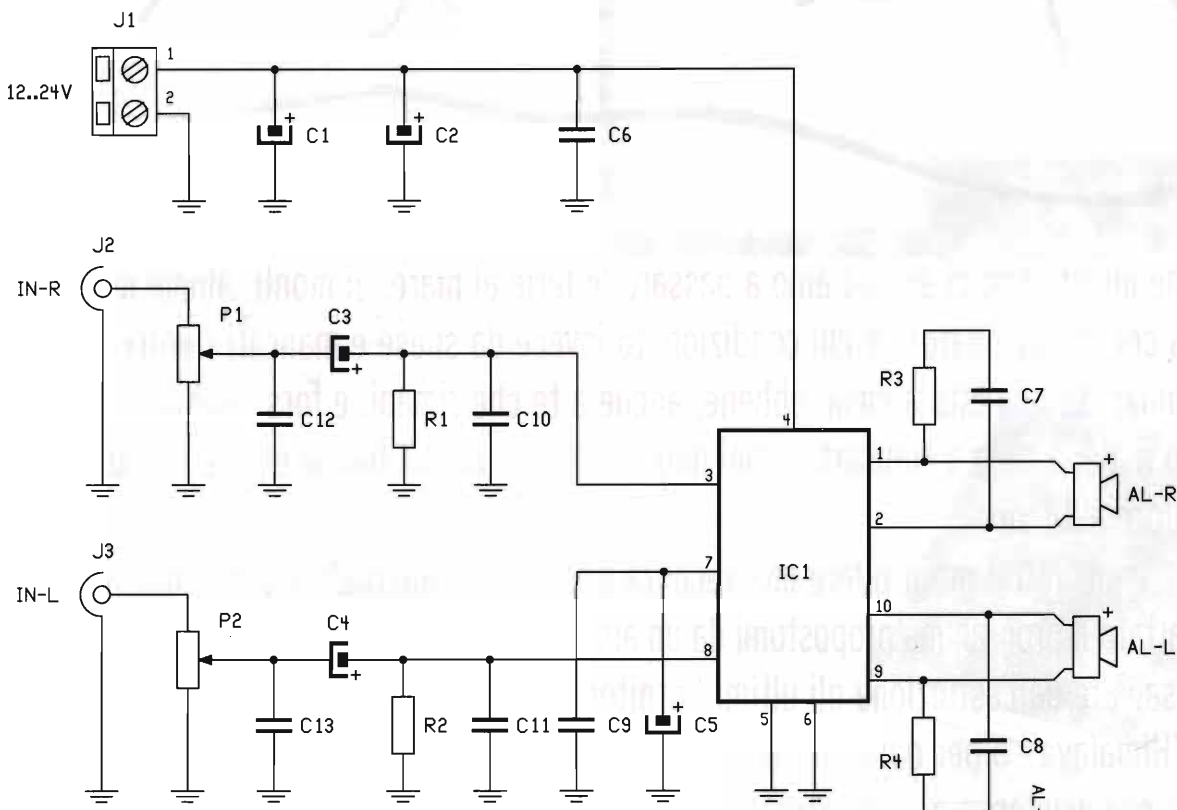
Anche quest'anno ci accingiamo a passare le ferie al mare, ai monti, ahimè in città col condizionatore e chi condizionato invece da spese e mancati rientri pecuniari se ne resta a casa; ebbene, anche a te che rimani, e forse non fai del tutto male, a casa a riposarti i miei migliori auguri di una buona estate e di un migliore autunno.

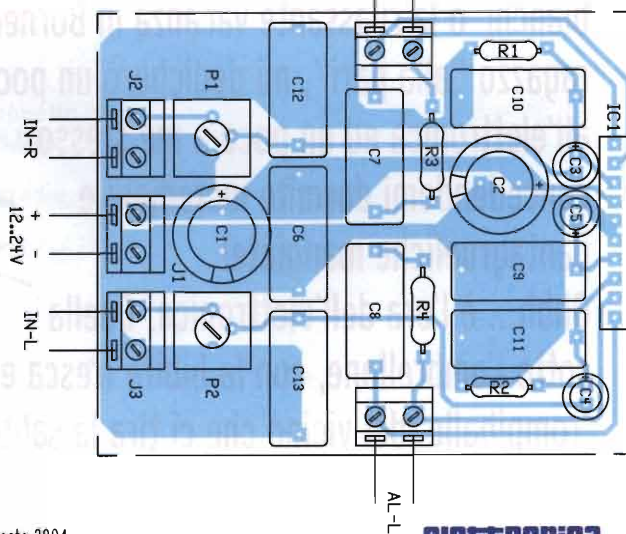
Quest'anno vorrei proprio fare una vacanza intelligente, alternativa e impegnata...

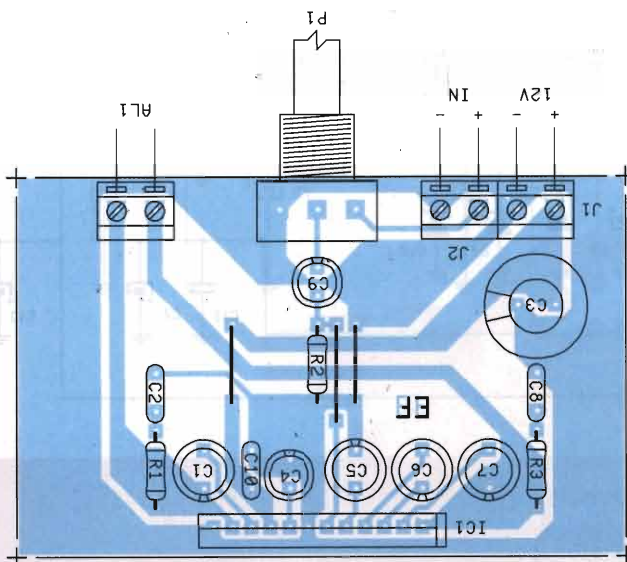
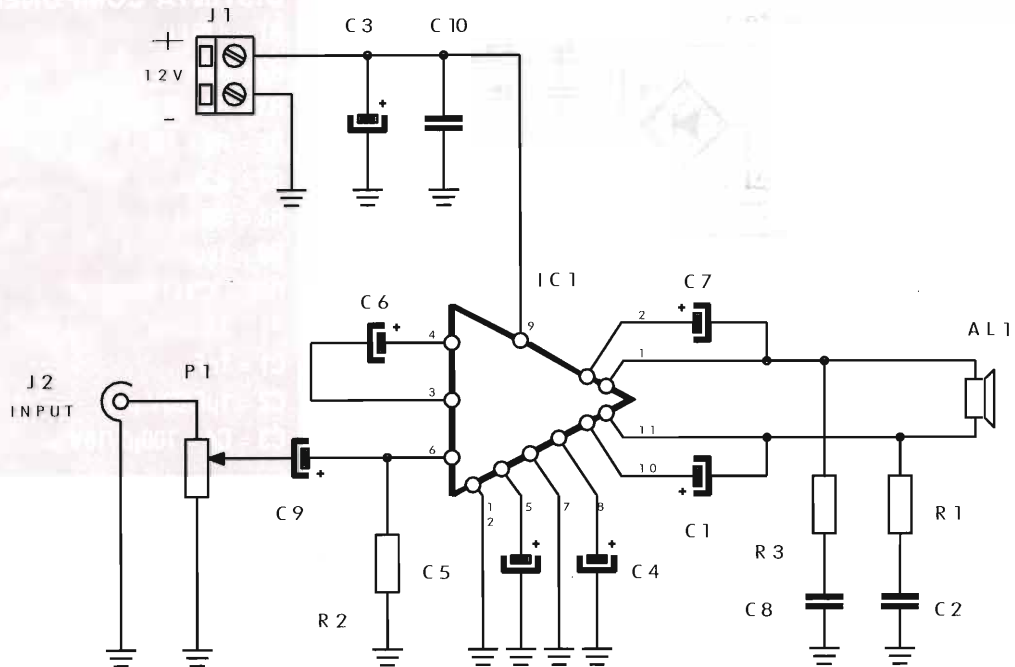
..scartato il programma propostomi da un amico di andare in "Chissàchilosakistan" per salvare dall'estinzione gli ultimi "ornitorinco dell'Himalaya" o per garantire una decorosa esistenza ai "podocefali bianchi" o la rilassante vacanza in Borneo come ragazzo "alla pari", mi dedicherò un poco all'elettronica ed un poco a me stesso, concedendomi dormite incredibili e pantagrueliche mangiate!

Ohhh... è l'ora dell'elettronica. Quella sotto l'ombrellone, con la bibita fresca ed il bimbo 'rompiballe' del vicino che ci tira la sabbia!

Finalino stereo 20W+20W

Iniziamo con un **finalino stereofonico** semplice semplice con un solo integrato 20+20 watt comodi comodi direttamente japan made. Si tratta del P7166 un integrato molto conosciuto nel campo hi-fi car e primo equipaggiamento di autoradio economiche. Non suona male ed è reperibile presso tutti i mercatini e fiere.
Il circuito può funzionare a 12 o 24V; mentre nel secondo caso i diffusori dovranno essere 8Ω 20W, nel primo caso 4Ω, sempre 20W. Ricordate di dissipare per bene l'integrato. Tramite due trimmer regolerete il livello di ingresso.
In **figura 1** potete vedere il circuito completo.

DISTINTA COMPONENTI

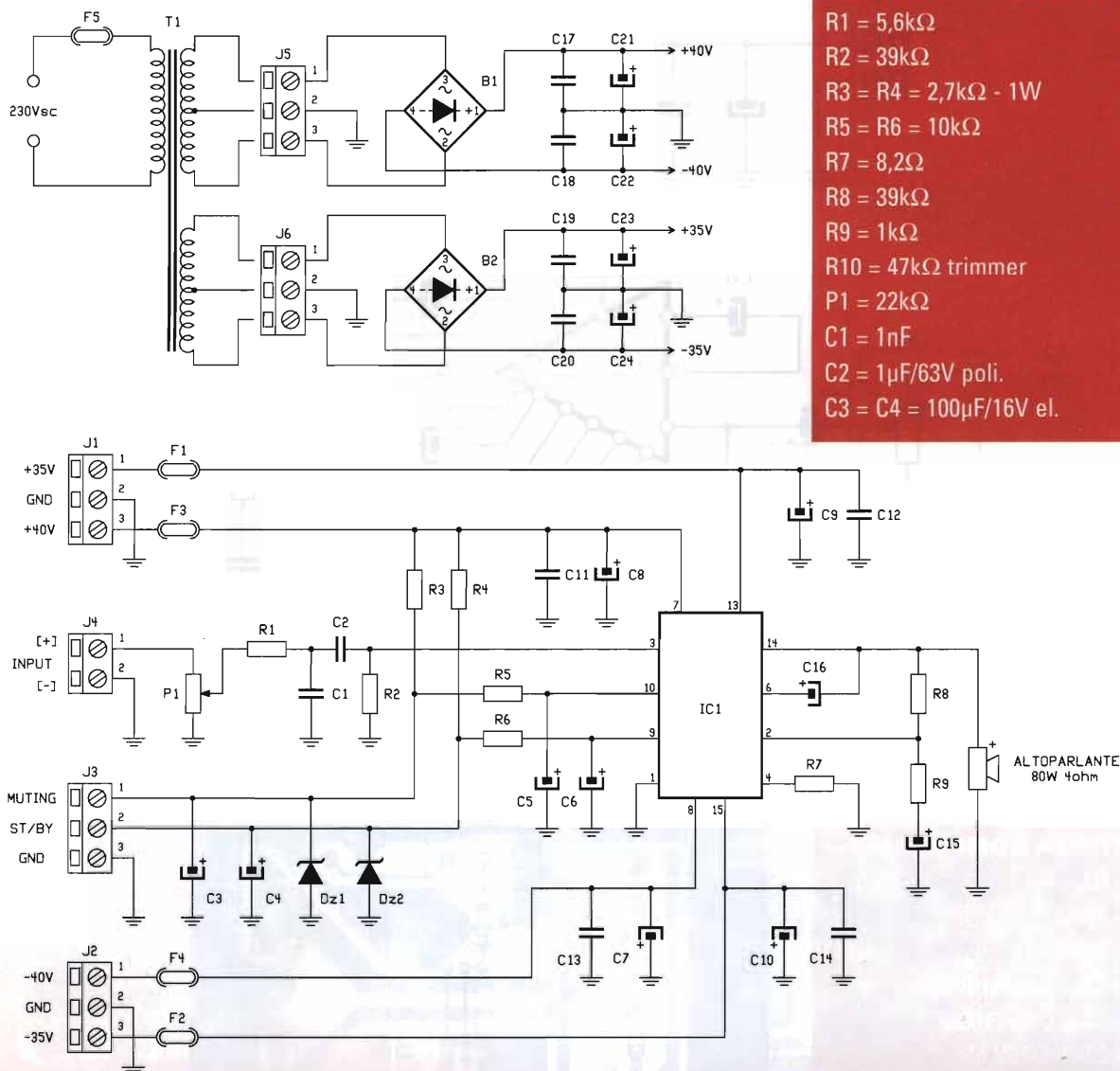
C1 = C2 = 2200µF/25V el.
C3 = C4 = 4,7µF/25V el.
C5 = 47µF/25V el.
C6÷C8 = 220nF/100V poli.
C9÷C13 = 2,2nF/100V poli.
R1 = R2 = 47kΩ - 1/4W
R3 = R4 = 1Ω - 1/2W
P1 = P2 = potenziometro log. oppure trimmer lin. 22kΩ
IC1 = P7166

Amplificatore integrato

Passiamo ora ad un altro amplificatore, sempre per auto e sempre d'oltre oceano ma utilizzante un µPC1230. Il circuito è tratto da un vecchio circuito Alpine, di un booster da 20W, semplicità e affidabilità sono le doti di questo integrato di potenza. Vigono le solite norme per la realizzazione: buona dissipazione a IC1 e carico con impedenza non inferiore a 3 ohm. La potenza erogata è oltre 20W effettivi.
Vedi lo schema in **figura 2**.

DISTINTA COMPONENTI
- R1 = R3 = 1Ω
- R2 = 22kΩ
- P1 = 22kΩ
- C1 = C7 = 100µF/16V el.
- C2 = C8 = C10 = 100nF
- C3 = 2200µF/16V el.
- C4 = 47µF/16V el.
- C5 = 100µF/16V el.
- C6 = 100µF/16V el.
- C9 = 2,2µF/16V el.
- IC1 = µPC 1230
- AL1 = 4Ω - 25W

TDA7294 per 80W di finale

Ed ora un amplificatore con integrato di potenza TDA7294 per una potenza di 80W su 4 ohm. Abbiamo voluto proporvi questo circuito perché si collega un poco al precedente avendo tensione ai piloti maggiore di quella ai finali. Non sono necessarie tarature eccetto il trimmer di ingresso, l'integrato scalda molto quindi più sarà efficiente l'aletta, migliore sarà il finale! Il TDA7294 ha stadi finali mosfet e suona davvero bene. Provare per credere.

DISTINTA COMPONENTI

R1 = 5,6kΩ
R2 = 39kΩ
R3 = R4 = 2,7kΩ - 1W
R5 = R6 = 10kΩ
R7 = 8,2Ω
R8 = 39kΩ
R9 = 1kΩ
R10 = 47kΩ trimmer
P1 = 22kΩ
C1 = 1nF
C2 = 1µF/63V poli.
C3 = C4 = 100µF/16V el.

C5 = C6 = 4,7µF/16V el.
C7 = C8 = 100µF/100V el.
C9 = C10 = 470pF/100V el.
C11÷C14 = 100nF/100V poli.
C15 = C16 = 22µF/35V el.
C17÷C20 = 100nF/100V poli
C21 = C22 = 1000µF/100V el.
C23 = C24 = 6800µF/63V el.
B1 = 100V/2A
B2 = 100V/3A
Dz1 = Dz2 = 5,1V – 1W
IC1 = TDA 7294
Altop. = 80W/4Ω
F1 = F2 = 6A
F3 = F4 = 1A
T1 = 220V 40+40V-35+35V

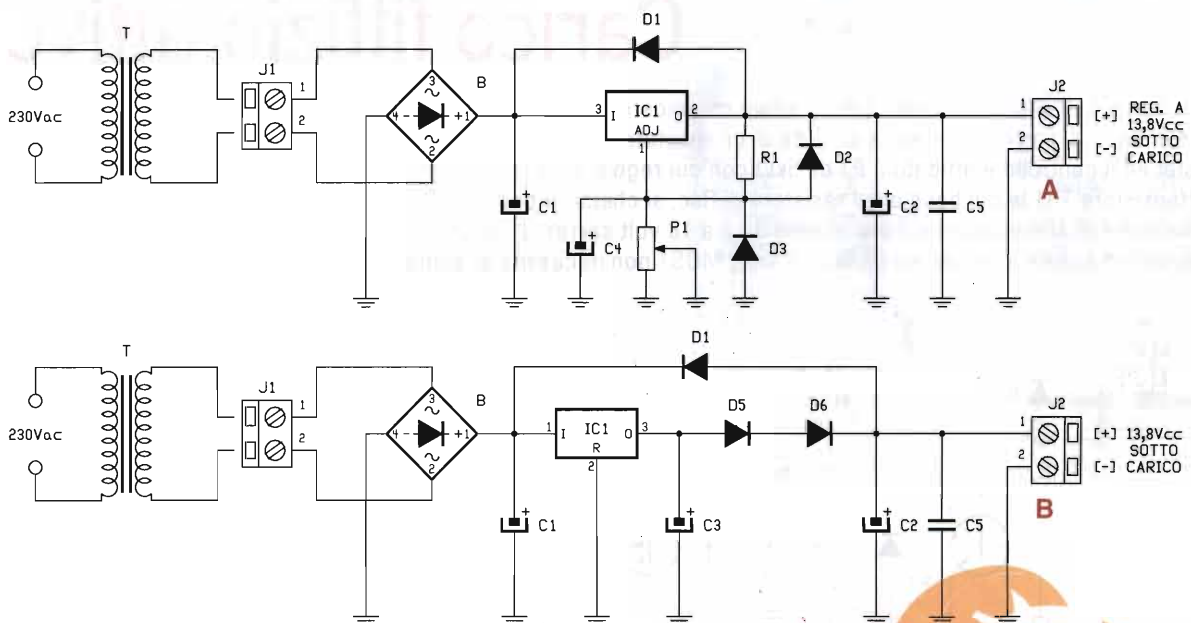
Caricabatteria per elementi al piombo

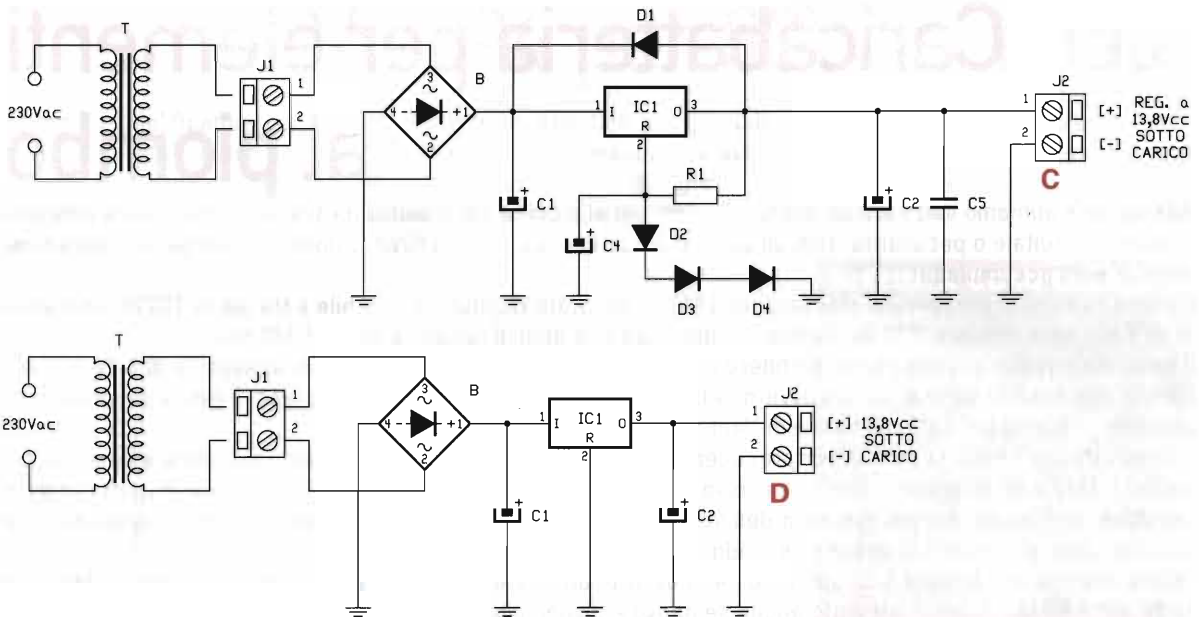
Alla figura 4 abbiamo vari caricabatteria per elementi al piombo gel ermetici da 12V, ognuno con una differente scelta circuitale o peculiarità. Tutti gli schemi erogano circa 1A a 13,8Vcc, valore ottimale per la carica tampone di detti accumulatori.

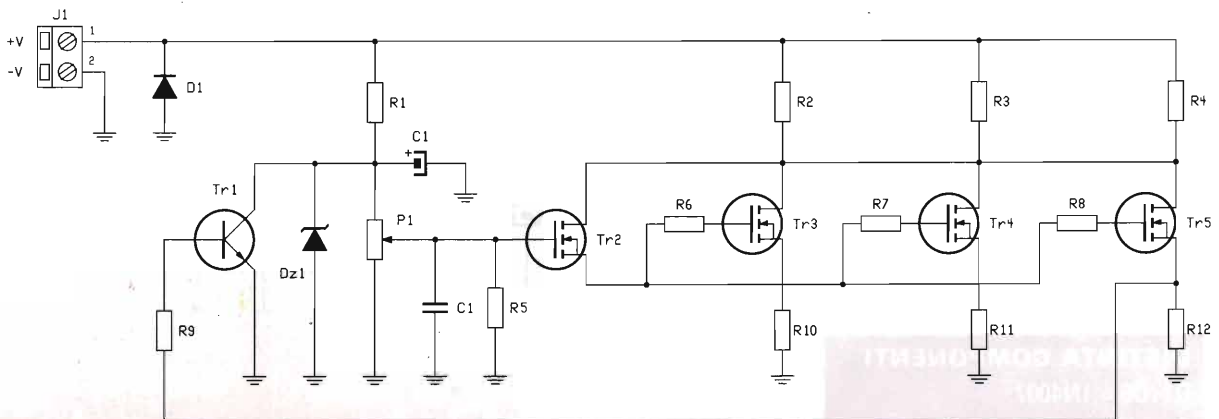
Il primo circuito ci propone un classico, un LM317, integrato regolatore variabile a tre pin in TO220 il cui valore di V out sarà regolato a 13,8V tramite il trimmer da 4,7k ohm. Il resistore R1 è da 220 ohm.

Il secondo circuito ci consiglia di prendere un integrato regolatore fisso a 15V e di abbassare di 1,2V la V out tramite due diodi in serie al carico ovvero la batteria. Soluzione buona ma non eccelsa, infatti a seconda della corrente richiesta dal carico il valore di Vout potrebbe fluttuare un po' troppo.

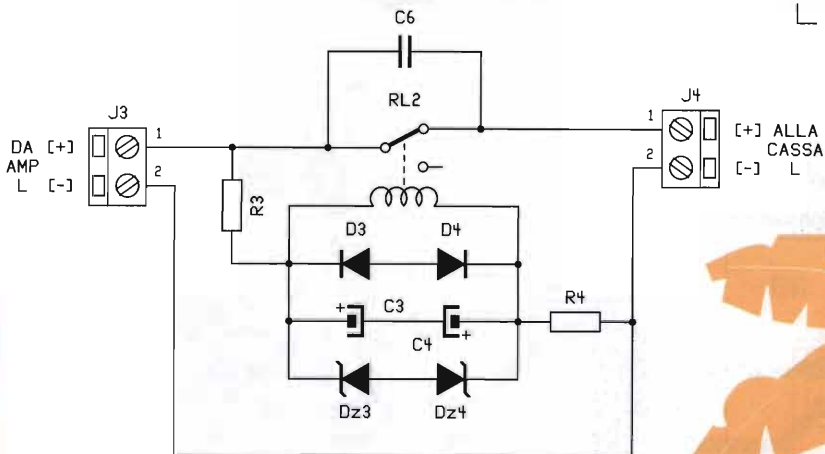
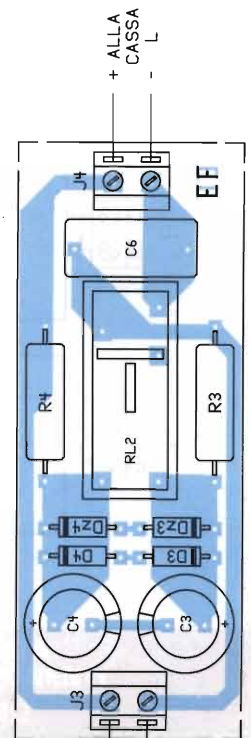
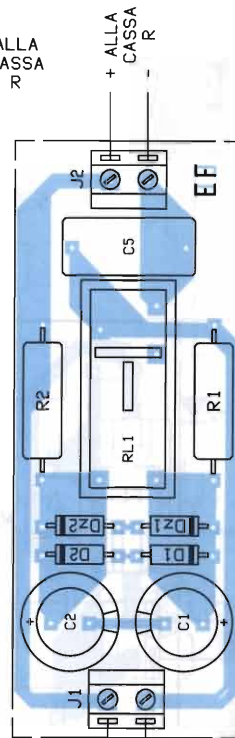
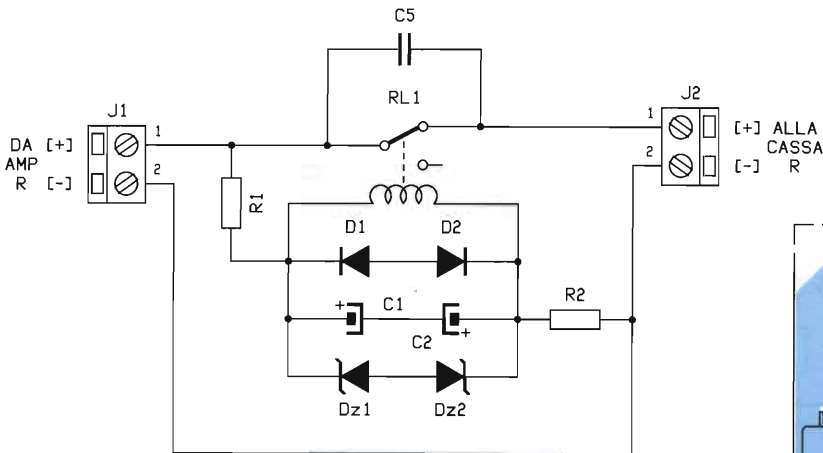
Il terzo circuito ribalta la condizione precedente ovvero ci serviremo di un integrato regolatore a tensione più bassa, il 7812 e ne alzeremo il livello di massa o riferimento di 1,8V con conseguente tensione di uscita 13,8V. Il resistore tra l'uscita e il pin di massa dell'integrato sarà dei soliti 220 Ohm. Questo circuito è molto utilizzato dai costruttori di impianti di allarme essendo semplice, efficiente ed economico.

Ultimo schema per battere tutti sul filo di lana ovvero, utilizzare un integrato apposito, una sorta di 78xx con 13,8V out il PB137. Questo integrato anche se nuovo è disponibile, costa poco e semplifica molto il lavoro.

DISTINTA COMPONENTI

D1÷D6 = 1N4007
B1 = 50V/2A
C1 = 100µF/25V el.
C2 = C3 = 22µF/16V el.
C4 = 1µF/16V el.
C5 = 100nF
T = 220/15V – 1,5A
R1 = 220Ω
IC1 = vedi testo

Carico fittizio attivo

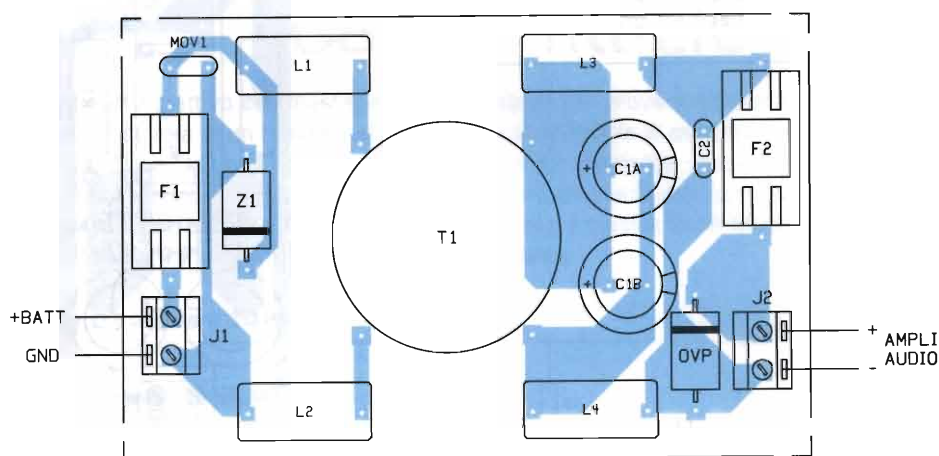
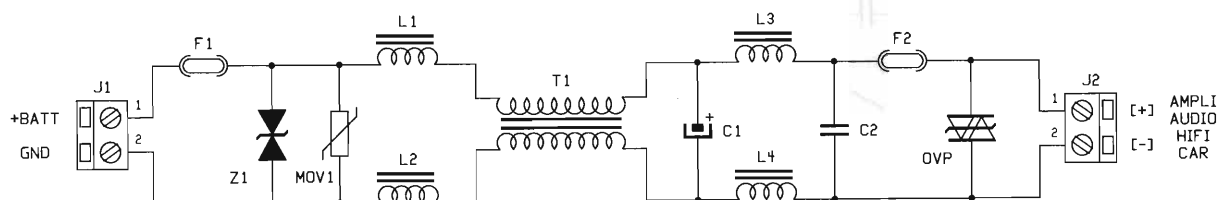
In figura 5 abbiamo un carico fittizio attivo con mosfet di potenza ottimo per provare alimentatori e controllare la scarica di batterie. In realtà si tratta di un reostato elettronico il cui resistore di potenza è sostituito dai mosfet ed il controllo è affidato a P1 da 5kΩ con cui regoleremo la corrente circolante. In caso di extracorrente il transistore TR1 la cui base è sul resistore di Rsc, si chiuderà ponendo a massa la polarizzazione dei mosfet. La tensione di alimentazione deve essere da 6 a 18 volt corrente continua. I mosfet finali MOS1, MOS2 e MOS3 debbono essere dissipati ed isolati tra loro, MOS1 non necessita di aletta.

DISTINTA COMPONENTI		
R1 = 470Ω - 1W	R10÷R12 = 0,1Ω - 3W	TR1 = BC337
R2÷R4 = 10Ω - 20W	P1 = 5kΩ	TR2 = BS250
R5 = 2,2kΩ	C1 = 22µF/16V el.	TR3÷TR5 = IRT P 140
R6÷R8 = 22Ω	C2 = 100nF	
R9 = 100Ω	Dz1 = zener 6,8V 1W	
	D1 = 1N5404	

Protezione per casse acustiche

Protezione casse acustiche alla figura 6, versione stereofonica e a dir il vero semplicissima di protettore per casse basato sull'utilizzo di relè a 12V e diodi zener. I relè sono a ritenuta meccanica e sgancio manuale. In questo modo occorrerà riarmarli dopo l'intervento della protezione. Il circuito interviene se è presente tensione continua sulla linea diffusori.

DISTINTA COMPONENTI

R1÷R4 = 110Ω - 1W
C1÷C4 = 2200µF/16V el.
C5 = C6 = 1µF/250V poli.
D1÷D4 = 1N4001
Dz1÷Dz4 = 13V – 1W
Rl1 = Rl2 = relé 12V con ritenuta meccanica 2 sgancio manuale

Filtro di alimentazione per auto

La figura 7 ci mostra un semplice filtro di alimentazione per auto, ottimo per hi fi car o se utilizzeremo in auto strumenti e apparecchi che risentono della commutazione del motore.
Il circuito usa in ingresso un Zenamic ed un veloce MOV (metal oxid varistor) in parallelo ai 12V che in caso di brutali extratensioni e spikes di correnti farà bruciare il fusibile proteggendo a valle tutto, un filtro doppia linea induttivo completerà il lavoro reiettando i disturbi elettrici in linea, poi un bel condensatore di filtro e due ultime bobine. Niente più ronzii nell'audio. Ve lo assicuro!

DISTINTA COMPONENTI

L1÷L4 = 30 spire filo ø 0,5 mm su bacchetta ferrite 3C8 ø 6mm

T1 = 20+20 spire controfase filo ø 1,5mm su toroide 3C8 in ferrite da 3 cm ø

C2 = 220nF/100V

Z1 = Zenamic 18V

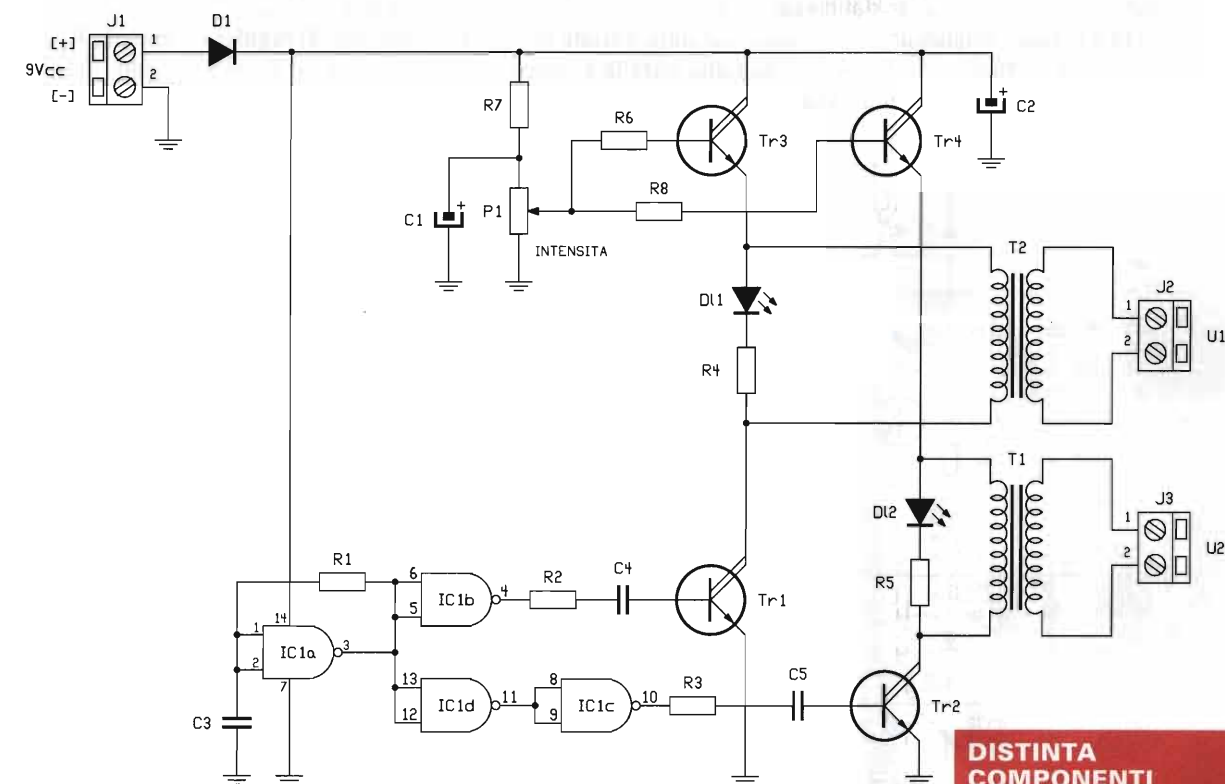
MOV1 = MOV 16V CK4J

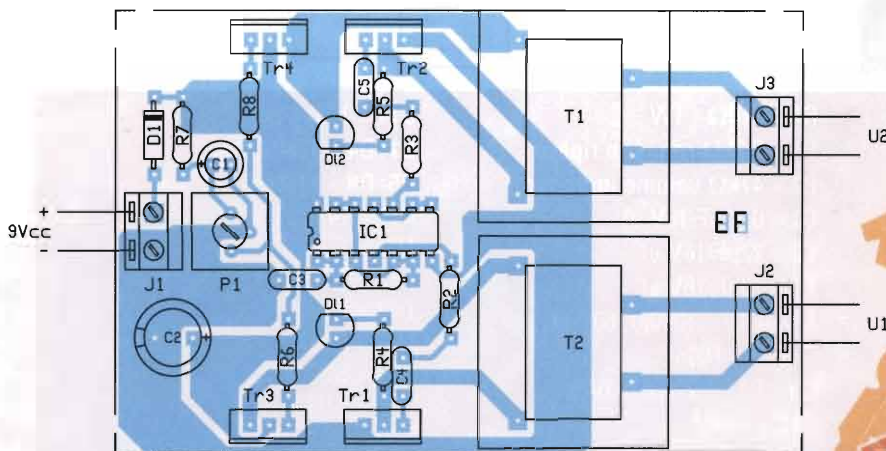
C1 = 2x22.000 in parallelo

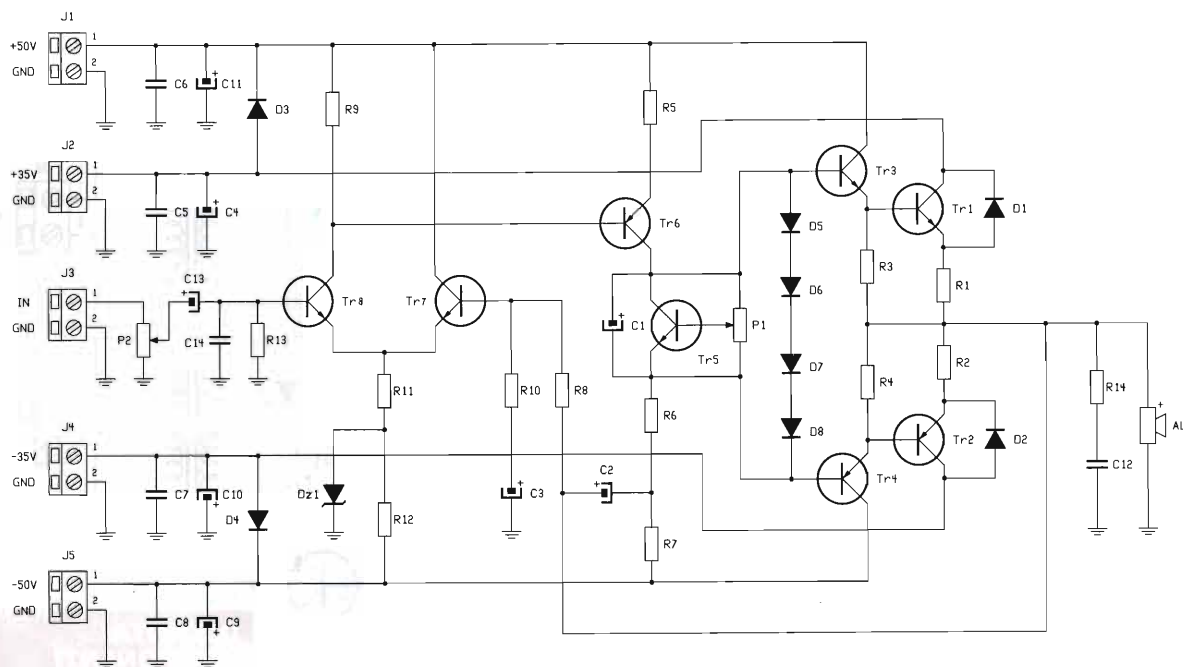
BVP = diodo Crowbar 18V

F1 = F2 = 25A

Micro stimolatore a due uscite

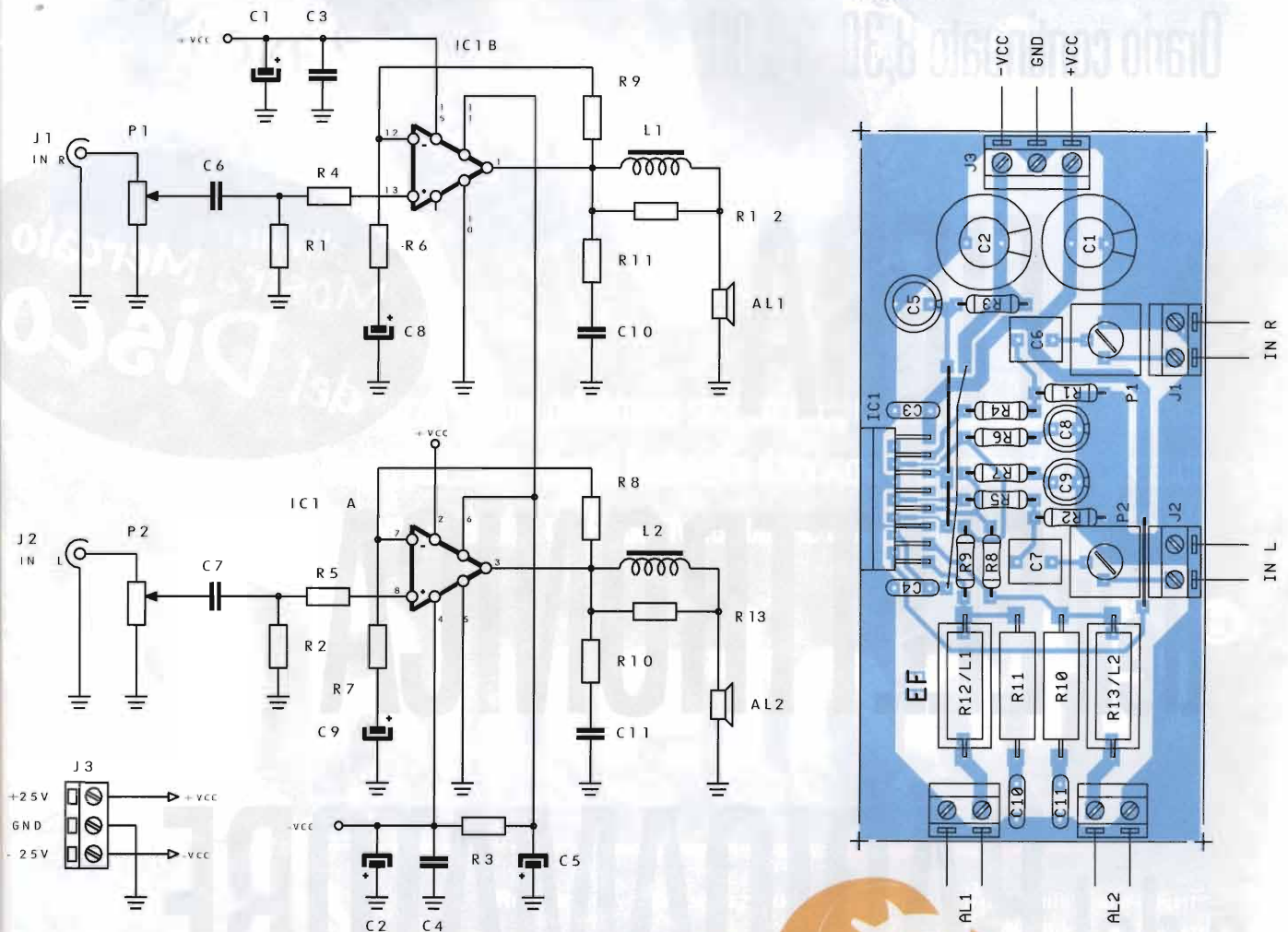
Lo schema di figura 10 è un piccolo stimolatore tens bicanale con oscillatore C mos e trasformatori innalzatori di uscita. In questo caso non sono regolabili ne frequenza ne durata ma solo l'ampiezza dell'impulso ovvero la potenza dello stimolatore. Due LED segnalano il funzionamento del circuito.
Ottimo per terapia analgesica e ginnastica passiva.
Le minime dimensioni ne permettono l'uso mobile portatile. Alimentato con pila 9V piatta.

DISTINTA COMPONENTI

R1 = 1MΩ
R2 = R3 = 3,3kΩ
R4 = R5 = 1kΩ
R6 = R8 = 100Ω
R7 = 100Ω
P1 = 10kΩ trimmer
C1 = 10µF/16V el.
C3 = 1nF poli.
C4 = C5 = 4,7nF
D1 = 1N4001
IC1 = CD4093
TR1÷TR4 = ZTX33 (Darlington NPN)
DI1 = DI2 = LED rossi
T1 = T2 = trasf. rapp. 1:20 primario 5V sec. 100V 2W

50W in classe A dinamica

Amplificatore da 50W alla figura 11 con la peculiarità di essere un "dinamic A class amplifier" ovvero il circuito di pilotaggio essendo alimentato in tensione maggiore del finale fa si di lavorare molto più verso la classe A rendendo il circuito molto veloce e atto a interpretare al meglio transienti e veloci picchi musicali. Anche in questo caso occorrerà dissipare, isolandoli per bene, i finali ma anche i piloti in classe A e pure TR6. Non dimenticatevi di TR5 che è il regolatore di VBE quindi deve essere sensibile al riscaldamento dell'aletta. Potrete incollarlo con un poco di attack al dissipatore.
Il circuito è di tipo complementare classico con differenziale di ingresso-reazione. Si regolerà il trimmer P1 per un consumo a vuoto di circa 75mA, un poco alto vista la propensione verso la classe A del pilotaggio. Tramite P2 doserete il livello audio di ingresso.

DISTINTA COMPONENTI

R1 = R2 = 0,22Ω - 3W
R3 = R4 = 390Ω - 1W
R5 = 400Ω - 1/2W
R6 = R7 = 3,3kΩ - 1/4W
R8 = 18kΩ - 1/4W
R9 = 2,2kΩ - 1/4W
R10 = 390Ω - 1/4W
R11 = 10kΩ - 1/4W
R12 = 3,3kΩ - 1/4W
R13 = 68kΩ - 1/4W
R14 = 10Ω - 1W
P1 = 2,2kΩ reg. con riparo
P2 = 47kΩ volume ingresso
C1 = 0,47µF/16V el.
C2 = 22µF/16V el.
C3 = 10µF/16V el.
C4 = C10 = 1000µF/60V el.
C5÷C8 = 100nF
C9 = C11 = 220µF/63V el.
C12 = 220nF
C13 = 4,7µF/16V el.
C14 = 100pF cer.
D1÷D4 = 1N4004
D5÷D8 = 1N4150
Dz1 = 14V – 1W
TR1 = TIP35C
TR2 = TIP36C
TR3 = BC911
TR4 = BD912
TR5 = BD137
TR6 = BD138
TR7 = TR8 = BC549
Al = 4Ω - 50W

2x30W su 8Ω con LM4766

Altro circuito, in figura 3, sempre di bassa frequenza, questa volta un amplificatore per uso domestico con un interessante e nuovo circuito integrato della National Panasonic il LM4766, in esecuzione multiwatt 11 pin. Questo circuito eroga 30 + 30 watt effettivi su carico di 8 ohm a 25V duali di alimentazione. Anche in questo caso l'unico controllo da ottimizzare è il livello regolato dai trimmer P1 e P2.
Le bobine in uscita sono avvolte girando 10 spire di filo da 0,6mm su di un resistore da 10 Ohm 1W. Questo integrato è un vero carrarmato e protetto un poco contro tutto, pure la stupidità!

DISTINTA COMPONENTI

P1 = P2 = 22kΩ trimmer
R1 = R2 =
= R8 = R9 = 22kΩ
R3 = 4,7kΩ
R4÷R7 = 1kΩ
R10 = R11 = 4,7Ω - 1W
R12 = R13 = 10Ω - 1W
C1 = C2 = 220µF/40V el.
C3 = C4 = C10 =
= C11 = 100nF
C5 = 100µF/16V el.
C6 = C7 = 1µF poli.
C8 = C9 = 22µF/16V el.
IC10 = LM4766
L1 = L2 = vedi testo

Rodolfo Parisio, IW2BSF

Danilo Larizza

Viaggio all'interno del famoso sistema che prende il nome dal re vichingo Harald Bluetooth, che unì Danimarca e Norvegia in un unico stato, passando attraverso l'analisi delle sue rivoluzionarie caratteristiche e dei suoi "bug"

Bluetooth®

Re Harald... modernizzato!

Le tecnologie wireless si stanno evolvendo molto rapidamente, tra queste anche quella denominata Bluetooth. E' il sistema di trasmissione dei dati fra cellulari o dispositivi portatili che utilizza le onde radio invece degli infrarossi come l' IrDA. Sarebbe dovuto essere il più diffuso standard di trasferimento dati a breve distanza, ma probabilmente lo sarà solo nel settore della telefonia mobile. Sta perdendo sempre più terreno nel confronto diretto con l'802.11b Wi-Fi (utilizzata infatti nella nuova tecnologia INTEL CENTRINO), sempre più diffuso come standard di comunicazione senza fili a corto raggio.

Infatti, collegare insieme più dispositivi elettronici non è mai stato semplice specialmente quando si tratta di strumenti realizzati da produttori diversi, che utilizzano sistemi opera-

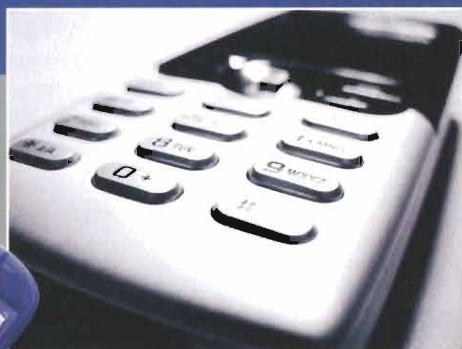
tivi differenti o sono basati su standard incompatibili o proprietari.
La necessità di rendere comunicanti tra loro questi oggetti - ad esempio PC, computer portatili, PDA, stampanti, videocamere, telefoni cellulari, mouse e tastiere - non è mai stata così impellente. Dato che la tecnologia è parte della vita di ciascuno, è fondamentale che tutto possa coesistere e comunicare in modo affidabile; nel passato, tuttavia, questi dispositivi non hanno praticamente mai avuto a disposizione un linguaggio e una tecnologia universali che permettessero loro di scambiarsi informazioni reciprocamente.
Lo standard Bluetooth è nato per risolvere questo problema offrendo un'interfaccia stabile, uniforme e diretta che i dispositivi compatibili possano adoperare come loro strumento di comunicazione principale.
Bluetooth consente dunque tale connettività tra dispositivi, consentendo di liberarsi nello stesso tempo di cavi perennemente aggrovigliati.

Come funziona

Un dispositivo prima che possa scambiare informazioni elettronicamente con un altro, è necessario che conosca il modo per trasmettere l'informazione e quale protocollo di comunicazione è accettato dall'altro dispositivo; occorre dare una risposta a domande del tipo:

- quale tipo di cavo può connettersi al dispositivo?
- in caso diverso, quale tipo di trasmissione wireless è supportata?
- quali sono i parametri di trasmissione (es. dimensione del pacchetto dei dati trasmessi, etc.)?
- qual è la modalità di presentare i dati? Esiste una cifratura degli stessi?

Le situazioni elencate a volte sono già difficili da risolvere quando i dispositivi sono solo due. Provando ad aggiungerne altri, il quadro si complica ulteriormente - Pc, stampanti, tastiere e telefoni parlano tutti un linguaggio diverso, e i rispettivi produttori sono costretti a implementare metodi proprietari e solitamente costosi perché possano comunicare tra loro.
Ad esempio, la sincronizzazione di un PDA con un PC o un laptop impone spesso il ricorso a un particolare cavo proprietario completo di software specifico; non disponendo del cavo o del software adatti, diventa impossibile effettuare la connessione. Anche il collegamento tramite infrarossi, che non richiede cavi e può rappresentare un mezzo veloce e affidabile nella comunicazione tra dispositivi, ha le sue controindicazioni: la luce viaggia in linea retta, ed è quindi necessario che i dispositivi coinvolti risultino allineati con precisione, senza considerare che questo sistema permette una sola connessione per volta. Bluetooth, valida soluzione a questi e molti altri problemi, è una tecnologia a radiofrequenza a 2,4 GHz che permette a più dispositivi di comunicare senza alcuna necessità di cavi.
La sua implementazione è sovrintesa dal **Bluetooth Special Interest Group** (**SIG**), un consorzio con centinaia di membri che riunisce i più grandi produttori mondiali di apparecchiature elettroniche per l'abitazione e per l'ufficio. Le specifiche Bluetooth sono in continua evoluzione - la versione attuale, la 1.1, è stata introdotta nel 2001. Nonostante le continue modifiche (e le differenti interpretazioni dello standard da parte di vari produttori), la 1.1 è una specifica stabile per comunicazioni wireless che si basa su principi riconosciuti come standard e uniformi. Invece di richiedere cavi o porte infrarossi, le soluzioni compatibili con Bluetooth ri-

chiedono solo un semplice e poco costoso chip capace di trasmettere e ricevere un segnale radio che rappresenta l'informazione che si vuole scambiare: un dato da stampare, un protocollo di rete, un output di tastiera o un database di indirizzi. Non occorre dunque portare con sé cavi o docking station: dato che tutti i chip Bluetooth trasmettono e ricevono lo stesso tipo di segnale, ogni dispositivo che ne contenga uno può teoricamente agganciarsi ad ogni altro prodotto - aderente allo standard - senza bisogno di interfacce e software proprietari.
E poiché i chip Bluetooth operano bidirezionalmente, i dispositivi possono connettersi reciprocamente stabilendo uno scambio con un minimo intervento da parte dell'utilizzatore.

Alcuni dei più recenti dispositivi presenti sul mercato che sfruttano la tecnologia Bluetooth", quali la "chiavetta" elettronica, il SonyEricsson T610 e la Toyota YarisBlue, che permette di interagire con il proprio telefonino senza bisogno di auricolare e senza togliere le mani dal volante, ed il classico auricolare senza fili.

La tecnica

A differenza da altre tecnologie wireless quali il famoso 802.11b (Wi-Fi), che possono trasmettere diversi megabit al secondo (Mbps), lo standard Bluetooth non è progettato per elevati volumi di dati. Ciascuna rete ("piconet") può supportare al massimo 1 Mbps che deve essere condiviso tra tutte le periferiche presenti in rete - al massimo otto, a seconda dell'applicazione. Il modo in cui la trasmissione dati è strutturata dipende dall'applicazione che si utilizza e dal fatto che il trasferimento avvenga in una sola direzione (half duplex) o bidirezionalmente (full duplex). Le applicazioni half duplex come la stampa possono operare fino a 720 Kbps in una direzione; le trasmissioni full duplex hanno velocità ridotta a 64 Kbps nelle due direzioni, comunque più che sufficiente per numerose applicazioni.
Poiché Bluetooth utilizza la medesima banda di altri dispositivi elettronici, sono stati espressi alcuni dubbi riguardanti l'interferenza con sorgenti esterne che potrebbero compromettere le comunicazioni Bluetooth, e viceversa. Bluetooth è stato tuttavia specificamente progettato per evitare questo problema, utilizzando una tecnica di trasmissione a banda larga con salti di frequenza (FHSS): dopo aver trasmesso un pacchetto di dati su una certa frequenza, il dispositivo commuta immediatamente su un altro dei 78 canali disponibili (vengono utilizzate in totale 79 frequenze). I due componenti del collegamento, trasmettitore e ricevitore, sono sincronizzati tra di loro ed effettuano il cambio di frequenza 1.600 volte al secondo, rendendo altamente improbabile il rischio di interferenza: se anche questo dovesse verificarsi, il problema sarebbe limitato ad una piccolissima frazione di secondo, senza effetti percepibili dall'utente.
Come abbiamo gia' visto utilizza la stessa banda ISM del sistema Wi-Fi, da 2,4 a 2,5GHz ma a differenza di quest'ultimo la potenza in uscita da un modulo Bluetooth e' di soli 1 mW RF,quindi consentendo al ricetrasmettitore di comunicare a distanze massime di circa 10 metri!

La connessione tra dispositivi

Si basa sull'idea di individuabilità - la capacità del dispositivo di individuare o di essere individuato. Molti dispositivi sono capaci di rintracciare e di essere rintracciati; i telefoni mobili Bluetooth sono per esempio in grado di rilevare la presenza di un PDA per scambiare un contatto o l'agenda. Altri dispositivi non sono in grado di effettuare ricerche di questo tipo: le stampanti, per esempio, devono essere costantemente a disposizione dei sistemi che possono decidere di inviarvi i loro dati. Quan-

do i dispositivi entrano nel reciproco campo d'azione, si instaura tra essi una "conversazione" via radio. Quando due dispositivi si sono individuati a vicenda, essi devono accordarsi su come comunicare e quali funzionalità ciascuno metta a disposizione dell'altro. Alcuni dispositivi richiedono la condivisione dei dati, mentre altri richiedono semplicemente il controllo del dispositivo individuato; per un mouse o una tastiera, ad esempio, è richiesta solamente la trasmissione di comandi verso un computer. Per semplificare la realizzazione di dispositivi capaci di compiere particolari funzioni attraverso connessioni Bluetooth, è stato introdotto pertanto il concetto di "profilo".
Un profilo non è altro che un set di istruzioni finalizzato a svolgere particolari compiti, come la stampa o la sincronizzazione di dati. Per far sì che due dispositivi svolgano la medesima funzione, occorre che entrambi possiedano lo stesso profilo; diversamente, non saranno in grado di comunicare nella maniera richiesta, anche qualora rientrino nel raggio del segnale e possano quindi "vedersi" a vicenda. Si può pensare a Bluetooth come se fosse una grossa tubatura invisibile nella quale possono essere inseriti tanti cavi - i profili - altrettanto invisibili: ciascun cavo collega diversi dispositivi e consente loro di svolgere un'attività specifica.

Molti dispositivi includono più di un profilo. Come minimo, ciascuno deve includere il profilo GAP, perché definisce i processi di individuazione: in sua mancanza, un dispositivo non è in grado di rilevarne nessun altro. Oltre a questo, ogni dispositivo ha bisogno del profilo adatto a supportare la funzione per cui è stato costruito: un telefono cordless Bluetooth, per dare un'idea, deve comprendere il profilo HP. Nonostante questo sistema sembri semplice e diretto, non tutti i produttori fanno il medesimo uso dei profili per compiere la medesima funzione. Per esempio, molti PDA utilizzano il profilo SPP per emulare una porta seriale scambiando dati allo stesso modo dei palmari collegati via cavo, piuttosto che ricorrere a profili di sincronizzazione più complessi: questo può creare problemi di configurazione all'utente. Diversi nuovi profili sono in attesa di adozione ufficiale nella specifica Bluetooth. Molti di essi sono già usati in alcuni prodotti, sebbene non siano ancora formalmente completi né garantiscano il 100% di compatibilità con gli altri prodotti Bluetooth; è il caso del BPP (Basic Printing Profile),

per esempio, già disponibile su alcune stampanti Bluetooth. Il profilo Human Interface Device, concepito per mouse e tastiere, è stato adottato a fine maggio 2003.

L'identificazione automatica

Timori, dubbi e diatribe hanno fatto il loro tempo. Bluetooth e Wi-Fi, al di là di operare nella stessa banda di frequenze, hanno ben poco in comune, al più si possono considerare complementari. In proposito è categorico il sito ufficiale www.bluetooth.org: "La tecnologia wireless Bluetooth è designata a sostituire i cavi fra telefoni cellulari, laptop e altri dispositivi elettronici operanti nel raggio di 10 metri. Wi-Fi è wireless Ethernet: fornisce un'estensione al cablaggio di rete o sostituisce lo stesso per dozzine di computer". Circa il problema della potenziale interferenza reciproca, lo stesso sito esprime totale tranquillità, anzi viene dato rilievo allo scenario più critico, in cui cioè i due sistemi trasmissivi, Bluetooth e Wi-Fi, coesistono ed operano nello stesso dispositivo: esempio probante di una collaborazione che assicura garanzia di robustezza e di performance. Infatti, dopo le prime integrazioni della tecnologia Bluetooth nei dispositivi di lettura (pistole laser e simili), già da qualche mese sono disponibili terminali mobili che dispongono di entrambe le tecnologie di trasmissione, a cui spesso se ne aggiunge una terza, verosimilmente quella GSM/GPRS. La presenza della tecnologia Bluetooth sui terminali impiegati nei processi logistici, siano essi veicolari o palmari, combinati con i lettori dotati della stessa tecnologia, spalanca una finestra su nuove interessanti soluzioni.
Niente male per la "cenerentola" del wireless!

rodolfo.parisio@elflash.it

GLOSSARIO

USB: Universal Serial Bus. Porta di comunicazione utilizzata nel mondo informatico.

MAC ADDRESS: Media Access Control. Sistema di identificazione dei dispositivi di rete tramite un numero assegnato dal produttore in modo permanente e univoco.

WARDRIVING: Tecnica di hacking delle reti wireless

WIRELESS: Senza fili: apparecchiature che sfruttano radiofrequenza o raggi infrarossi per connettere due o più dispositivi evitando l'uso di scomodi cavi di connessione.

"Falle , sevizie e trucchetti che girano intorno al mondo del Bluetooth"

Bluetooth si...

Nelle pagine precedenti l'amico Parisio ha elencato egregiamente le peculiarità del sistema di trasmissione senza fili Bluetooth. E' comodo... è utile... è simpatico... insomma ci piace! Ormai lo troviamo di serie su moltissime diavolerie elettroniche presenti in commercio... dal cellulare al forno a microonde passando dall'automobile e alla lavatrice.

Lo scopo principale è quello di permettere la connessione tra piccoli dispositivi elettronici (palmari , auricolari, notebook ,stampanti , cellulari ...ed altri). A differenza del wi-fi (utilizzato solo per in ambito informatico) questa tecnologia è utilizzata da qualsiasi tipo di dispositivo elettronico. Unica limitazione sta nel numero. Non possiamo superare le otto apparecchiature interconnesse tra loro. Nel wi-fi abbiamo la LAN... qui abbiamo una piconet.

Ecco un po' di specifiche per i lettori dal saldatore facile :

Frequenza di lavoro: **2400 – 2483 MHz**

Potenza: **classe3 = 1mW**
classe2 = 2,5mW
classe1 = 100mW

Numero massimo di connessioni contemporanee: **8 (piconet)**

Banda passante : **circa 1Mbit/s**

Tutto bellissimo direte voi... W la tecnologia. Ma come siamo messi a sicurezza?

Bluetooth no...

Nei mesi scorsi abbiamo parlato di "WARDRIVING". Un utente smaliziato munito di portatile e scheda wireless andava in giro a scovare ed esplorare le reti altrui con la possibilità di fare danni , sferrare attacchi o semplicemente navigare su internet a spese nostre. E con il Bluetooth? Anche qui siamo nella stessa situazione. Il mezzo di comunicazione e' lo stesso (l'aria) e quindi lo stesso utente smaliziato può sferrare attacchi al nostro cellulare sfruttando le falle ormai da molti conosciute.

È proprio il caso di dire che il destino dei vecchi telefoni sia "appeso ad un filo". Tra qualche tempo, infatti, sarà sempre più difficile vederne modelli che utilizzino i vecchi ed obsoleti fili. È la tecnologia che lo "impone".

Analizziamo il procedimento

Uscite dal negozio di telefonia con il vostro nuovo cellulare munito di bluetooth. Che bello l'ho pagato un milione di euro quindi lo accendo... se poi lo uso o no... non ha importanza.

Le modalità sono di solito tre:

Acceso e raggiungibile: il cellulare ha il bluetooth acceso e dice a tutti gli altri dispositivi nel raggio di qualche metro: "Ehiiii... sono quiiii... ci sono... mi chiamo Pippo!"

Acceso e non raggiungibile: il cellulare ha il bluetooth acceso ma non dice niente a nessuno... della serie: "comunico con te solo se sai che ci sono".

Spento: bluetooth spento e cellulare non raggiungibile.

Sappiate che se un cellulare è nelle prime due modalità è attaccabile. Preoccupatevi :)

Ecco come funziona. Ogni cellulare o dispositivo bluetooth in genere è identificato da un numero esadecimale di 12 cifre molti simile al "mac address" delle schede di rete dei Pc e da un "nome" dato da voi e modificabile dai vari menù di configurazione.

Ok! prendo un portatile con una penna bluetooth connessa via USB, lancio il mio bel programmino (costruito appositamente e scaricabile liberamente da internet) e vedo l'elenco di tutti i dispositivi disponibili (e raggiungibili) nella zona. Nel caso in cui ne trovassi un paio devo solo prendere nota del loro indirizzo.

Ogni cellulare offre una serie di servizi connessi al bluetooth identificati da un bel numeretto decimale. Esempio (non reale) l'audio è connesso al numero 1, il fax al numero 2, la rubrica e gli sms al numero 3. Sono come delle porte alle quali possiamo collegarci per utilizzare quel determinato servizio.

A questo punto ci serve un altro programmino che, inserito l'indirizzo del cellulare da attaccare, ci elenca tutti i servizi disponibili e le rispettive porte. Prendo nota anche di questo :)

Arriviamo alla fine... la parte più

bella... i signori del bluetooth hanno messo a disposizione un bel protocollo che si chiama **RFCOMM (Radio Frequency Communications)**. Sapete cosa fa questo protocollo? Permette di emulare la porta seriale RS232 via buetooth! Pausa di riflessione... Avete capito bene??? Il protocollo fa sì che l'utente a 10mt di distanza (munito di portatile, programma giusto e esperienza) risulti collegato al mio cellulare come se stesse usando il cavetto fornito in dotazione all'acquisto! Immaginate cosa possa fare? No??? Vi faccio un elenco?

Scaricare la mia rubrica telefonica, scaricare i miei sms, inviare sms.

Continuo?

Scrivere messaggi che compariranno sul mio display, editare la mia rubrica e, magia delle magie, inserirsi tra il cellulare e il mio auricolare bluetooth ascoltando le mie telefonate. E infine il top... INVIARE UN MP3 A TUTTO VOLUME NELL'AURICOLARE MENTRE STO SCHIACCIANDO UN PISOLINO SUL TRENOOOOO! Fantasia??? Purtroppo no... REALTA'. Ma non c'è il Pin???? Diranno alcuni? Pin...??? Parlate di quel "robustissimo" codice pin di quattro cifre!!!!!! quattro cifre che vanno da 0 a 9??? Fate due moltiplicazioni e vedrete che un computer la combinazione giusta la scova in pochi secondi :) Paura????

Conclusioni

Non ho potuto spiegare le tecniche in maniera più particolareggiata per ovvi motivi. Ma da buoni utenti di internet... se aprite il vostro bel browser, il vostro motore di ricerca preferito e scrivete bluetooth... troverete sicuramente quello che cercate :)

Dopo questa breve lettura vi invito a tenere il bluetooth spento quando non serve... anche perché grava moltissimo sulla durata delle batterie.

Tranquillizzo i più spaventati dicendo che queste tecniche non sono né istantanee, né alla portata di tutti. Fortunatamente per sferrare un attacco del genere devono coincidere un bel po' di cose e bisogna avere il cellulare giusto (non tutti i cellulari sono attaccabili facilmente).

Saluti a tutti.

danilo.larizza@elflash.it

Antiche Radio
GELOSO G.72R

Giorgio Terenzi

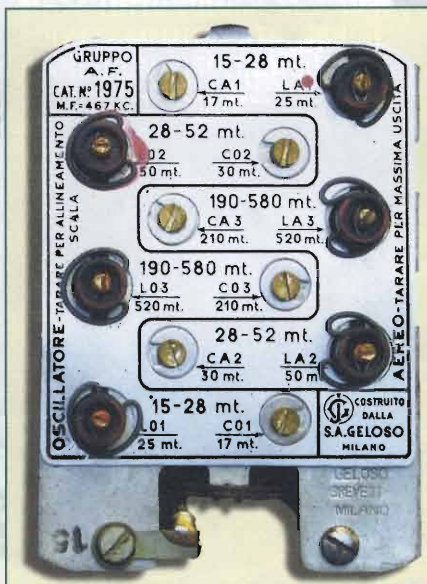
Ricevitore supereterodina a cinque valvole e tre gamme d'onda; prodotto negli anni 1946/47 dalla mitica Casa italiana Geloso

La descrizione e gli schemi sia elettrico che pratico di montaggio di questo ricevitore sono pubblicati sul "Bollettino tecnico Geloso" n° 37–39, che contiene, oltre alle caratteristiche specifiche ed alla descrizione dei circuiti, una dettagliata spiegazione della corretta procedura di assemblaggio delle parti, in quanto tale apparecchio era venduto anche in scatola di montaggio.
Sul retro del telaio di ferro è tuttora visibile un timbro a secco con la scritta "FOR EXPORT ONLY"; evidentemente, si tratta di un modello destinato all'esportazione, ove la differenza con la produzione riservata alla distribuzione all'interno del territorio nazionale consiste soprattutto nel tipo di gruppo AF che nell'esemplare in esame è a tre gamme d'onda, Medie Corte e Cortissime.
In realtà, il telaio G. 72 R prevedeva l'equipaggiamento di gruppi AF di diverso tipo, per le varie richieste, come segue:

- G 72 R/1= Gruppo n°1971: Onde Medie (185÷580m) e Corte (15÷52 m);
- G 72 R/5= Gruppo n°1975: Onde Medie (185÷580m), Corte (28÷52m) e Cortissime (15÷28m);
- G 72 R/6= Gruppo n°1976: Onde Medie (185÷580m), Medio-corte (53÷185m) e Corte (16÷53m);

- G 72 R/7 = Gruppo n°1977: Onde Medie (185÷580m), Corte (16÷53m) e Lunghe (700÷2000m).

In ogni caso, la frequenza intermedia è sempre di 467kHz.
Il circuito è il classico supereterodina, arricchito da un Gruppo RF compatto e pretarato, e da due trasformatori di MF con compensatori d'accordo ad aria che assicurano elevato rendimento ed alta stabilità.
L'apparecchio entrato in laboratorio era già funzionante, e questo è il caso più grave che può capitare ad un riparatore. Infatti si captavano diverse stazioni in O.M. ed O.CS, ma frammiste a fruscii, fischi e scariche varie.
Inoltre, dopo un sommario controllo dei vari comandi, la situazione era questa:

1 Gamma OC2 (28-52 m) completamente muta;
2 Controllo di volume poco efficiente, nonostante le buone condizioni del potenziometro
3 Probabili falsi contatti riguardanti la 6Q7;
4 Scarsa amplificazione totale ed elevato rumore di fondo con scariche saltuarie.

Dopo aver abbondantemente (ed inutilmente) irrorato con spray detergente secco le due sezioni del commutatore di gamma del gruppo AF, ho preso la drastica decisione di smontarlo: basta dissaldare 5 o 6 contatti e svitare il dado del perno di fissaggio del commutatore al telaio e si riesce ad estrarre il blocco. Qualche prova ohmmetrica mi ha condotto alla scoperta dell'interruzione della bobina oscillatrice L02.
La causa del difetto n°2 è stata individuata nel condensatore elettrolitico catodico della preamplificatrice che, sottoposto a misura, ha rivelato una capacità ridotta quasi a zero. La sua sostituzione ha risolto il problema.
A questo punto ho eseguito un rapido controllo su tutti i diversi condensatori a carta ed a mica (gli elettrolitici originali di filtro dell'anodica erano stati sostituiti in tempi relativamente recenti con dei Ducati assiali e risultavano perfettamente efficienti). Alcuni hanno richiesto la sostituzione e nel l'eseguire tale controllo ho incontrato una certa perplessità nel ricollegare il terminale del condensatore da 100 pF

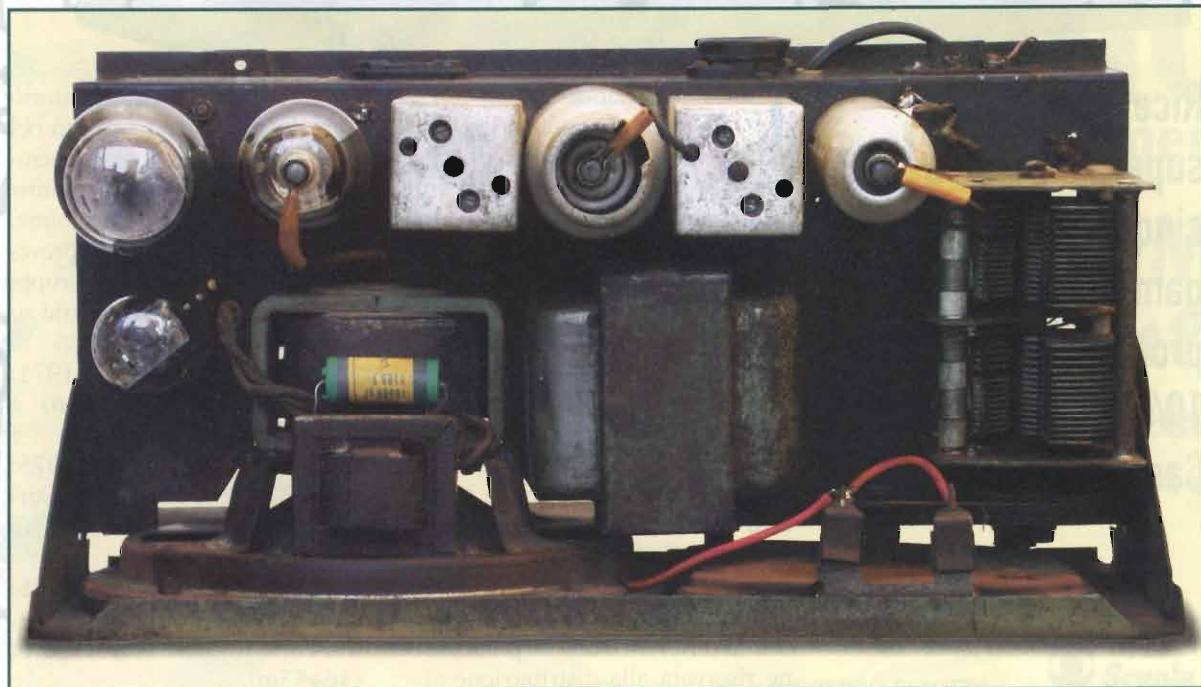
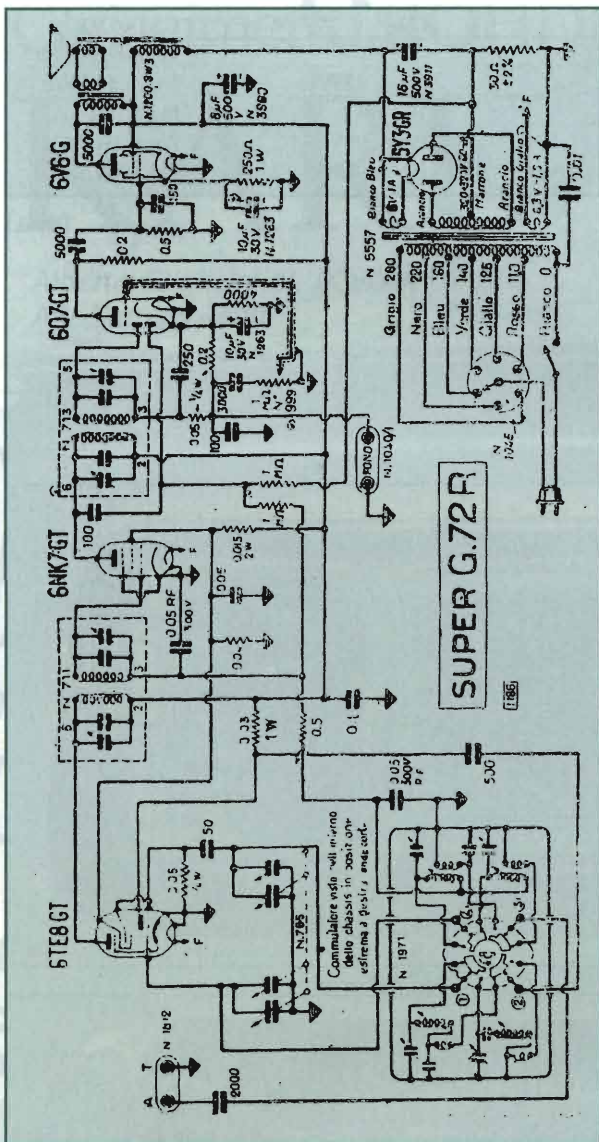



Figura 1 - Schema elettrico

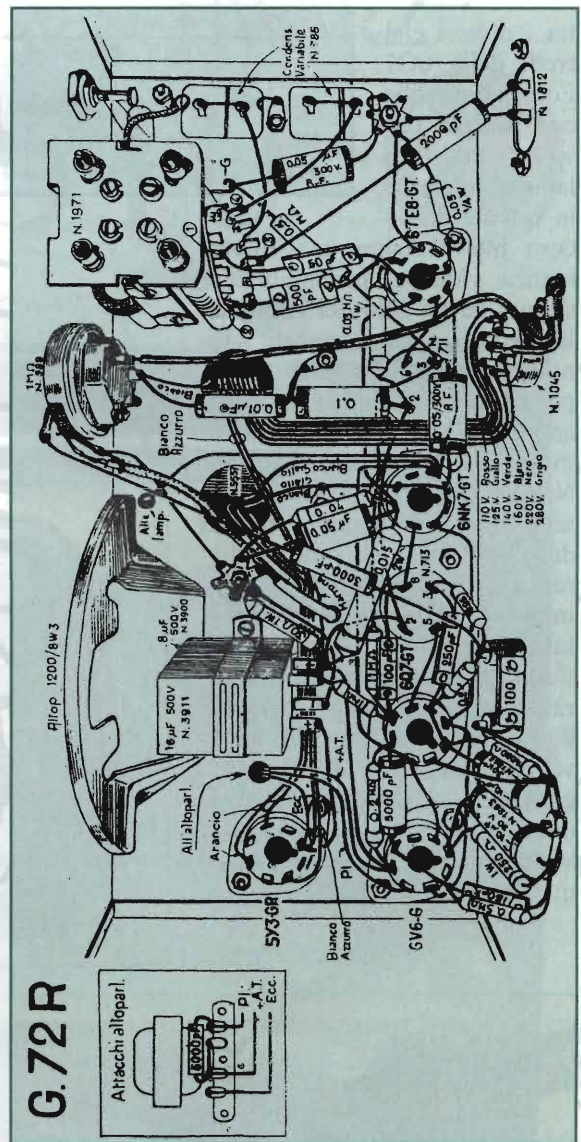



Figura 2 - Piano di cablaggio

che preleva il segnale per il diodo CAV: ricordavo infatti da quale punto era stato dissaldato (e la saldatura fresca me lo confermava) ma la logica (e lo schema elettrico) mi dicevano che non era quello il terminale giusto. In altre parole, esso era stato originariamente saldato sul ritorno dell'avvolgimento primario del secondo trasformatore di MF anziché sul lato caldo, cioè sulla placca della 6NK7.

Questo fatto, assieme alla constatazione che le pagliette di massa risultavano quasi tutte non completamente serrate al telaio con le loro viti (da qui probabilmente l'origine dei vari crepitii e scariche), mi ha convinto che questo esemplare proveniva da una scatola di montaggio ed era stato quindi montato in casa da un dilettante.

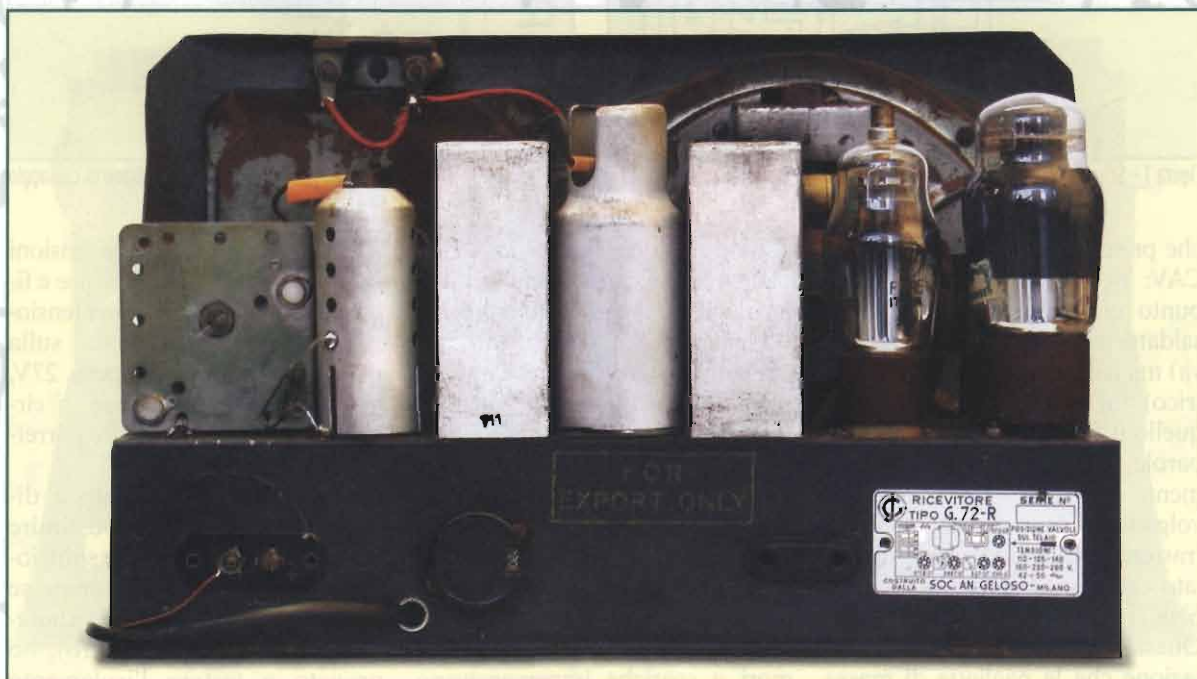
A questo punto, ogni stadio risultava controllato e riportato in piena efficienza, ma restava la scarsa amplificazione che ora era ulteriormente diminuita, mentre rumori e scariche imperversavano ancora. Un controllo alle tensioni sulle valvole preamplificatrice e finale audio mi indicava una tensione eccessivamente bassa sulla placca della 6Q7 di appena 27V, mentre tutte le resistenze in circuito risultavano di valore corretto.

Non avendo al momento a disposizione una 6Q7 da sostituire a quella incerta (che è la soluzione più valida per determinare se un qualunque difetto è imputabile alla valvola o ad altro), ho provato a testare l'isolamento

tra i diversi elettrodi della 6Q7. Ecco allora che, con 500V di prova tra catodo o filamento e placca, la valvola produceva internamente una fluorescenza violetta, probabilmente dovuta ad un calo del vuoto interno. In ogni caso, la sostituzione della valvola ha risolto completamente i problemi di scarsa amplificazione e, soprattutto di insopportabile rumore di fondo. Nella tabella1 sono riportate le tensioni nominali sugli elettrodi delle valvole, quali sono dichiarate dalla Casa. Sull'esemplare in prova, tali tensioni sono risultate superiori di circa il 10%. Come solito, un ritocco della taratura delle due MF su 467 kHz e una verifica del corretto intervallo di frequenza di ciascuna gamma, nonché della corrispondenza dell'indice scala con la scala parlante ha posto fine a questa riparazione.

giorgio.terenzi@elflash.it

VALVOLA	PLACCA	G2	CATODO
5Y3	Pin 4 – 6: 320Vca	—	Pin 2-8: 310Vcc
6V6	Pin 3: 212Vcc	Pin 4: 225Vcc	Pin 8: 10,5Vcc
6Q7	Pin 3: 140Vcc	—	Pin 8: 1,7Vcc
6NK7	Pin 3: 225Vcc	Pin 4: 95Vcc	Pin 8: 0V
6TE8	Pin 3: 225V; pin 6: 110-140Vcc	Pin 4: 95Vcc	Pin 8: 0V

tabella 1

Capacimetro ROHDE & SCHWARZ KARU510

Alberto Guglielmini, IK3AVM
ARI Surplus Team

figura 1: Vista frontale del capacimetro ROHDE & SCHWARZ Karu510

Era da qualche tempo che volevo presentare questo vecchio e bello strumento di misura della Rohde & Schwarz, ma non riuscivo a reperirne lo schema elettrico.

Tentare di ricostruirlo seguendo la filatura dell'esemplare in mio possesso era impresa quasi impossibile (nonostante la semplicità vista a posteriori) per la presenza di numerose bobine a olla sigillate ed il cablaggio poco accessibile all'ispezione.
Ora, grazie alla gentilezza di Fabrizio Bianchi IW5BDJ, anche lui possessore di questo apparecchio, si è colmata questa lacuna ed è stato possibile stendere questa breve recensione.

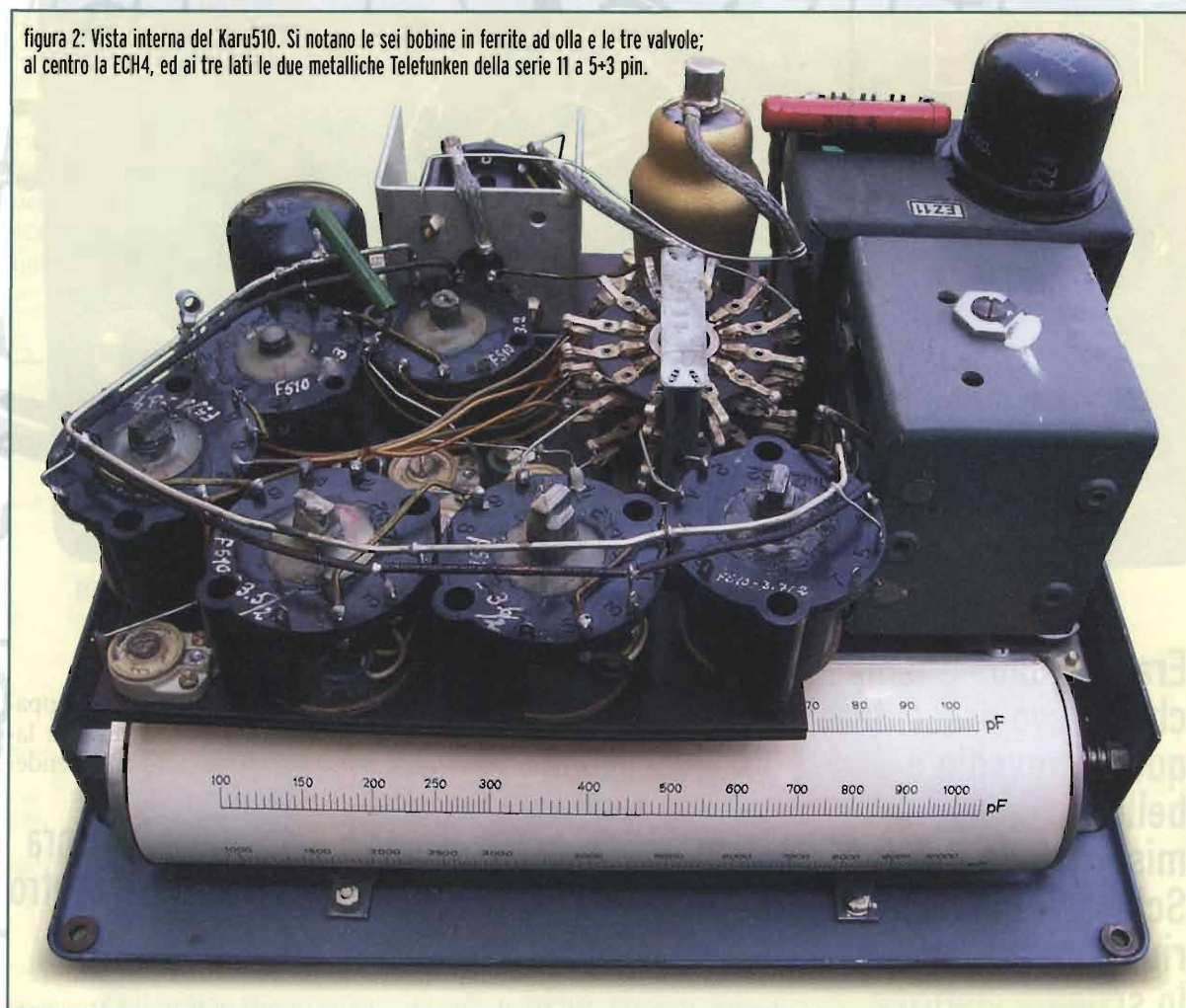
Un vecchio ma ancora validissimo capacimetro professionale

Quei lettori di E.F. che trovasse-

ro su qualche ormai improbabile bancarella l'apparecchio, sanno che acquistandolo a prezzo onesto farebbero sicuramente un affare.
La Rohde & Schwarz già dagli anni '30 costruisce strumentazione professionale di altissimo livello per i laboratori di mezzo mondo ed è molto nota nel settore; il capacimetro presentato non ha nulla di paragonabile con le sofisticatissime apparecchiature digitali attuali, ma rappresenta per così dire un campione di "inizio attività" dell'azienda, figlio dei tempi in cui l'elettronica andava ancora necessariamente a braccetto con la meccanica.
Anche in questo caso verificheremo che l'affidabilità e la precisione di uno strumento non è inversamente proporzionale all'età dello stesso (anzi, talvolta proprio il contrario!) e che anche un vegliardo come il Karu se ben progettato e costruito può dare filo da torcere a tanti bei display pilotati a microprocessore.
Sono state costruite diverse versioni equivalenti dello strumento, che si differenziano dal tipo di valvole impiegato; nello schema di IW5BDJ qui presentato le valvole sono del tipo octal 6SN7 e 6H6 e con un rettificatore al selenio nell'alimentatore, mentre nell'esemplare più antico in mio possesso sono dei due tipi con zoccolo a vaschetta (ECH4) e della serie tedesca metallica Telefunken a 5+3 pin corti (EB11 ed EZ11, il cui zoccolo è attualmente quasi introvabile); anche il raddrizzatore è a tubo della stessa serie.

IL CIRCUITO

Purtroppo la grafica dello schema elettrico non è di buona qualità, a causa di vari passaggi di fotocopiatura e di stampa assai leggera nel manuale originale; in linea di massima comunque si riesce a seguire abbastanza bene il circuito e si può capire dove eventualmente mettere le mani in caso di intervento.

figura 2: Vista interna del Karu510. Si notano le sei bobine in ferrite ad olla e le tre valvole; al centro la ECH4, ed ai tre lati le due metalliche Telefunken della serie 11 a 5+3 pin.

Il capacimetro si basa sul principio della risonanza tra due circuiti oscillanti L-C.
Lo schema può essere diviso in tre sezioni principali: l'oscillatore, il circuito di prova e quello indicatore, ed il funzionamento può essere compreso seguendo lo schema di principio.
L'oscillatore (primo circuito) è servito dalla prima metà del doppio triodo 6SN7 V1 e dalla bobina scelta dal commutatore di gamma, mentre il condensatore in prova Cx e la bobina Lc formano un circuito oscillante parallelo (secondo circuito); i due circuiti sono accoppiati lascamente tra di loro tramite l'avvolgimento Lk.
L'induttanza di Lc è fissa, mentre il trimmer Ca serve per l'azzeramento delle capacità del cablaggio, dei morsetti e dei reofori del condensatore in prova.
Le scale del condensatore variabile Cv dell'oscillatore sono riportate su un tamburo rotante e tarate direttamente in pF, permettendo la lettura diretta della capacità incognita quando si raggiunge la condizione di risonanza tra i due circuiti.
L'effetto di trascinamento tra l'oscillatore ed il circuito risonante è scongiurato dall'accoppiamento assai lasco tra le due sezioni.
La tensione sviluppata ai capi di Lc cresce bruscamente in prossimità del punto di risonanza e viene applicata al moltiplicatore di tensione formato dai due diodi D1 e D2 della valvola 6H6 e successivamente alla griglia del secondo triodo amplificatore V2; alla risonanza il milliamperometro pilotato da quest'ultimo indica un profondo dip positivo, che rende la misura molto netta e precisa.

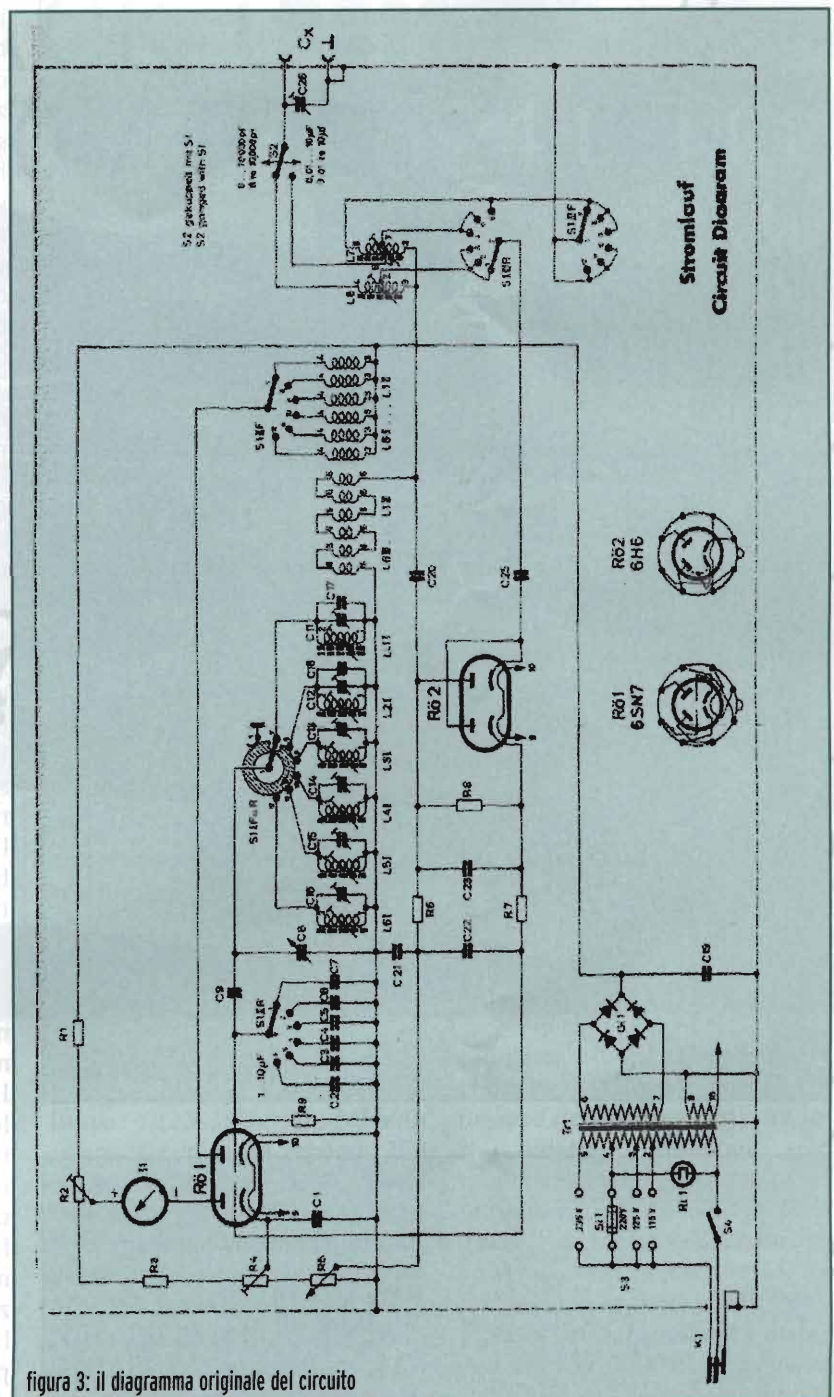



figura 3: il diagramma originale del circuito

Il divisore di tensione formato da R1-R2-R3-R4-R5 è dimensionato in modo che fuori risonanza l'indice dello strumento stia in prossimità dello zero e che non sbatta a fondo scala. In caso di misura di condensatori a bassa perdita (cioè quasi sempre) si può diminuire la sensibilità dello strumento regolando dal pannello in senso antiorario il potenziometro R5.
L'oscillatore è in pratica formato da sei sezioni L-C diverse,

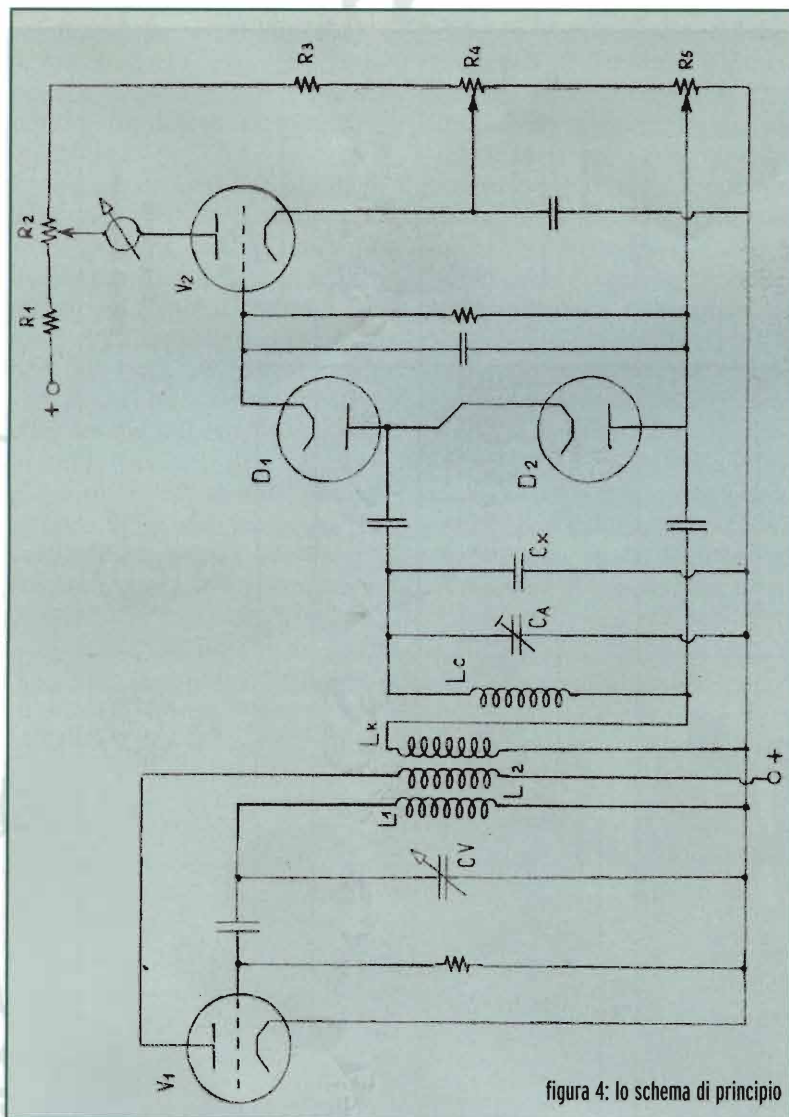



figura 4: lo schema di principio

CARATTERISTICHE

Campo di misura:	da 0 a 10 µF in 6 gamme;
Gamme:	da 0 a 100/1.000/10.000 pF, e da 0,01 a 0,1/1/10 µF;
Precisione:	± 1% / -+ 0,5 pF;
Frequenza di misura:	da 1,5 a 175kHz;
Alimentazione:	da 115 a 235V 10VA;
Valvole usate:	6H6, 6SN7 + selenio oppure (ECH4, EB11, EZ11);
Dimensioni e peso:	286 x 227 x 226 - 7kg

una delle quali in funzione e le altre cinque cortocircuitate quando non in uso; la frequenza dell'oscillatore aumenta progressivamente nelle scale più basse (175 KHz nella prima scala), in tal modo la lettura anche di capacità molto piccole (qualche pF) è agevole ed è ulteriormente facilitata dall'indicazione logaritmica sulla scala del tamburo rotante.
Tutte le bobine sono avvolte su nuclei a olla in ferrite, una vera primizia per il periodo di costruzione.
Come si conviene ad uno strumento professionale ovviamente gli ingranaggi di collegamento col condensatore variabile sono provvisti di recupero del gioco e l'indice di lettura è capillare per eliminare l'errore di parallasse.
Per assicurare la massima costanza di misura ed il minimo riscaldamento il consumo dell'apparecchio è tenuto molto basso (appena 10 VA) e addirittura i componenti più critici venivano sottoposti ad un trattamento di invecchiamento artificiale per garantire una precisione dell'1%, che per un capacimetro non è poco.
Ho verificato la precisione di lettura del Karu con condensatori moderni di precisione ed i risultati corrispondono perfettamente ai valori di targa, confermando anche dopo oltre mezzo secolo dalla sua costruzione la tradizionale affidabilità e professionalità degli apparecchi della prestigiosa azienda di Monaco.

alberto.guglielmini@elflash.it

MANPACK UHF PRC-660 / RT 6241 TG

Federico BALDI IZ1FID

Questo mio scritto non ambisce ad essere un vero e proprio articolo divulgativo su un rx surplus, ma, piuttosto, una sintetica nota informativa su una apparecchiatura che comparirà a breve sul mercato del surplus nazionale, in modo che i collezionisti interessati possano procurarsela per tempo.

La PRC-660 è un ricetrasmettitore portatile nel range UHF militare (225-399,950 MHz,in realtà la copertura inizia a 220 MHz) costruito dalla Ditta israeliana TADIRAN per l'esercito israeliano e, probabilmente, venduto anche all'esercito tedesco con il marchio ELEKTRONIK SERVICE GESELLESCHAFT di Amburgo.

Gli apparati di prossima comparsa, io ne ho acquistati due dalla RADIOSURPLUS ELETTRONICA Srl, sono di provenienza tedesca e di fatto sono nuovi mai impiegati, infatti sono privi di quelle ammaccature che denotano un impiego sul campo da parte di militari a tutto interessati (a differenza di noi collezionisti) tranne che al benessere del ricetrasmettitore loro affidato e presentano solo qualche abrasione dovuta ad una certa rudezza nei trasporti da un magazzino all'altro; gli apparati, per quanto a mia conoscenza, vengono forniti completi delle dotazioni originali : Antenna AT 6600 T, cornetta H-189/GR, cuffia-microfono H-161 A/U, manuale d'uso (in tedesco).

Questi apparati completamente a stato solido sono stati progettati negli anni 1975-80, sono infatti presenti in una versione priva di alcune funzioni sul Jane's Military Communication

del 1981, la versione TG - dotata di un secondo ricevitore escludibile sul canale di guardia di emergenza a 243 MHz - sono stati prodotti a partire dal 1984 ed uno degli apparati in mio possesso presenta una etichetta dalla quale si comprende che sia stato dismesso dal magazzino della stessa ELEKTRONIK SERVICE GESELLESCHAFT nel gennaio 1996 e questo riscontro avvalora la mia ipotesi che si tratti di fondi di magazzino mai impiegati sul campo (potrebbe trattarsi anche di uno stock relativo ad una fornitura non ritirata dall'Esercito Tedesco e rimasta nel magazzino del rivenditore).

La funzione originaria di questi

Identificazione dei comandi e delle funzioni della PRC-660 :

1. maniglie di trasporto;
2. bocchettone di antenna;
3. indicatore delle decine di MHz;
4. interruttore che attiva o disattiva il secondo ricevitore operativo sulla frequenza di emergenza militare a 243 MHz;
5. indicatore delle unità di MHz;
6. indicatore delle centinaia di kHz;
7. Volume;
8. indicatore dei passi di 50 kHz;
9. doppio tappo di copertura bocchettoni audio;
10. bocchettoni audio;
11. bocchettone per il controllo remoto, se la stazione viene utilizzata senza il controllo remoto il bocchettone viene chiuso da un tappo che funge da (12) indicatore dello stato di carica della batteria;
13. commutatore REMOTO / SPENTO / ACCESO / SQUELCH / BEACON nella funzione BEACON la PRC-660 emette una portante continua che può essere modulata con il tasto (14);
15. fermi per l'attacco sul mounting veicolare;
16. commutatore dei passi di 50 kHz;
17. commutatore dei passi di 100 kHz;
18. targhetta per memorizzare i canali in uso;
19. commutatore dei passi di 1 MHz;
20. commutatore dei passi di 10 MHz;
21. interruttore per l'illuminazione;
22. tappo di chiusura del bocchettone di antenna.

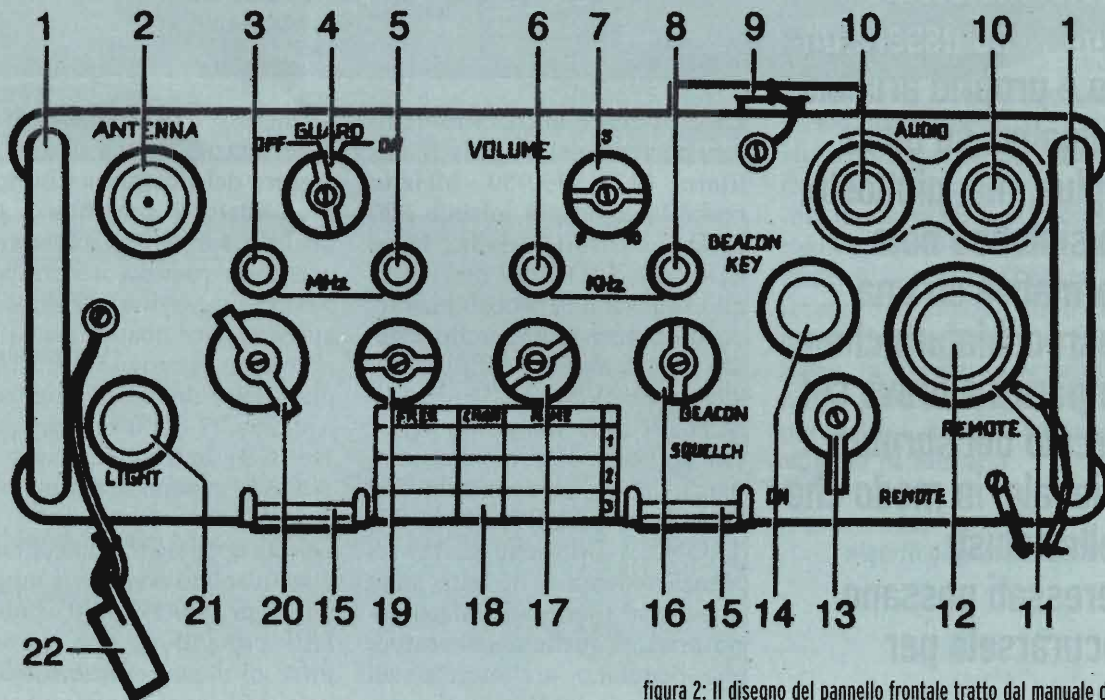



figura 2: Il disegno del pannello frontale tratto dal manuale d'uso

Le caratteristiche tecniche principali del Manpack UHF PRC-660 possono essere così riassunte :

Range operativo	225.000 - 399,950 MHz (220-399,950)
Canali	3500
Canalizzazione a passi di	50 kHz
Canale di guardia	243 MHz
Stabilità	+ 2 kHz
Modo operativo	AM (A3E)
Alimentazione	22 - 38 V DC (28 V DC)
Assorbimento	0,2 A Rx / 0,8 A Tx
Sensibilità	1,4 mcV
Potenza di uscita	>1,7 W su 50 ohm
Dimensioni	103 x 280 x 250 mm.
Peso	6 kg. (7,3 kg. con batteria)

apparati era la co-operazione area : terra-aria o mare aria; personalmente penso ad un uso prevalentemente terrestre in cui uno o più osservatori avanzati potevano dirigere da terra l'intervento dei caccia-bombardieri concentrandone il fuoco sui bersagli di maggiore interesse.
Sul retro si trova il coperchio del pacco batterie, aprendolo si può accedere al connettore di alimentazione del ricetrasmettitore, i cui pin hanno le seguenti polarità :
(A) Terra, (B) +28 Volts DC;
per maggior precisione guardando il connettore (A) si trova ad ore 15 e (B) ad ore 12. La PRC-660 può essere alloggiata sul suo AMPLIFICATORE DI POTENZA AM 2411 TG (a sua volta fissato al mounting MT 1029/VRC) realizzando il complesso veicolare VRC 240 TG dotato di ben 16 W di potenza d'uscita RF; era, inoltre, previsto un controllo remoto C 2410 TG con indicazione della frequenza a cristalli liquidi e con possibilità di memorizzare e richiamare sino a 20 canali.

Considerazioni conclusive
Questo apparato non può, ovviamente, essere utilizzato in alcun modo stante la frequenza coperta (a meno che non sia, in futuro, data in concessione per l'uso radioamatoriale una fettina iniziale di questa banda, analogamente a quanto avviene negli Stati Uniti d'America : 220-225 MHz, 1.25 metri), peraltro è di notevole interesse per il collezionista di manpack militari essendo realmente nuovo in perfette condizioni di funzionamento (ho testato entrambi gli apparati acquistati in Tx esclusivamente su carico fittizio ed in Rx con un generatore di segnali) ed appartenendo alla stessa linea della PRC-77, della PRC-1077 e PRC-1088 (VHF) e della PRC-1099 e 1099A (HF).

federico.baldi@elflash.it

BIBLIOGRAFIA

UHF-FUNKGERATSATZ, VIELKANAL Typ PRC-660 TG, Typ VRC-240 TG Materialamt des Heeres - 5820-12-167-5901 - 20 gennaio 1984

Federico BALDI è nato a Bari il 2 marzo del 1956, medico per necessità di sopravvivenza (è Specialista in Endocrinologia e Primario di Diabetologia all'Ospedale S.Andrea di Vercelli), sin da ragazzo è appassionato di apparecchiature radio; in particolare la passione è nata da quando suo zio gli faceva ascoltare i pescherecci su un Ducati AR 18 che aveva smontato da un velivolo ad Aviano subito dopo la II Guerra Mondiale. I suoi interessi predominanti sono i radioricevitori militari ad alte prestazioni (ed in particolare i Collins) ed i ricetrasmettitori tattici spalleggiabili moderni.

Aria di casa nostra
Unità ripetitrice Marconi MH-191 & MH-193

William They, IZ4CZJ

Con questo articolo vorrei riprendere il filone degli apparati "only collection", iniziato con le radio da "salvamento". Dopo tante abbuffate di apparati stranieri, a volte viene voglia di ritemprarci un poco lo spirito con qualche apparecchio frutto dell'italico ingegno!

Sinceramente, non è che il mercato offra molto, ma ogni tanto qualcosa salta fuori. Nei tempi andati fecero alcune timide apparizioni RX tipo Marelli, Ducati, Safar, Imca, Allocchio Bacchini, ecc., ma furono apparizioni fugaci, perché la quantità di pezzi sul mercato è sempre stata estremamente esigua. Data la scarsità di pezzi, quei pochi arrivarono a cifre talmente alte che dire "spudorate" è poco. Come sapete, io non considero questo materiale roba da "alto e strapagato collezionismo", bensì un qualcosa che fa parte della nostra storia, e che con un poco di pazienza vale la pena di restaurare senza "svenarsi", utile unicamente per vantarsene con gli amici la sera della vigilia di Natale, accendendolo una decina di minuti per ascoltare le varie versioni di "Stille Nacht", trasmesse da diverse parti del mondo e ricevute attraverso l'indurito altoparlante di un vetusto Imca Radio. La colpa di questo limitato mercato di materiale italiano, va ricercata principalmente alla fonte, ossia agli uffici delle Forze Armate preposti all'alienazione dei materiali. Ricordo che, anni fa, a Pisa da un allora noto surplussaio (tale N.S.), arrivò un autotreno proveniente da Roma, carico di stazioni Marelli tipo RF1CA (TR7), nuove di zecca, e completamente sfasciate a colpi di mazza. Una pena indescrivibile! L'orrore per cotanta stupidità e cieca ignoranza mi rimarrà indelebile nella mente fin che avrò vita da campare! Ma questa è storia vecchia e nota. Fortunatamente a volte capitano anche delle eccezioni, come un certo quantitativo di RTX PRC/1 in condizioni quasi pietose ma integri, o stazioni complete della OTE in buone condizioni, alcuni BC 191 con i suoi BC 312, e Rx AN/GRR-5; a questi ultimi, per essere smilitarizzati, udite, udite!!, furono tolte le etichette e, mi dicono, "unte alcune rotelle"!! Ora ditemi voi se questa non è una "perversione" mentale tipicamente nostrana: se per avere apparati integri, il prezzo da pagare è solo quello, ben vengano anche queste forme di, tutto sommato, innocue perversioni, parto perverso del cervello di qualche plurigallonato.
Alcuni giorni fa, durante un "raid" in quel di Livorno, l'amico Andrea Tani mi fece vedere alcuni pallet di apparati Italiani veramente molto belli. Trattasi di Tra-

foto 1: frontale 193;
cerchiati da sinistra: particolari attacco microfono; particolare delle scale a Contraves e del selettore Baud; particolare del quadro strumento

sponder in VHF / UHF / SHF della Marconi Italiana, modello MH-191 (PR5/191), MH-193 e MH-196. Devo dire che alcuni di questi oggetti li vidi 3 o 4 anni fa a Gonzaga, esposti dall'amico Sebastiano della Radiosurplus-elettronica di Giarre (CT). Data la velocità con la quale sparirono, a parte una fugace occhiata non ne vidi più, e mi passarono di mente, fino ad oggi. Devo ammettere di essere rimasto stupito per il fatto che questi oggetti siano integri, non martellati e completi della loro bellissima cassa tipo "Carrying Case" (vedi foto 2), costruita in solido policarbonato ed a perfetta tenuta stagna. Unica "demilitarizzazione", se così la vogliamo chiamare, è la quasi totale mancanza dei cavi di alimentazione in AC e DC, che sono stati tagliati a colpi di forbice!

Data la frequenza coperta, devo precisare che questi oggetti sono da ritenersi solo ed esclusivamente da collezione! Infatti nel loro "range" di frequenza, non è inserita nessuna (almeno per il momento) fettina di FQ usufruibile a livello radioamatoriale! Pertanto mi sento in dovere di avvertirvi che il loro uso è assolutamente vietato! In pratica si possono detenere solo se non funzionanti, per scopo hobbystico, didattico e collezionistico! Non fatevi quindi venire la "fregola" di fare dei "point to point" privati; sarebbe la maniera più rapida e stupida di mettersi nei pasticci! Infatti la gamma effettiva (69,975 – 107,975 MHz) del 191 è, fino agli 87 MHz, a disposizione di Ministero Interni, VV.FF. e PS, mentre da 88 a 108, è riservata alla ra-

diodiffusione in FM. Della gamma 230/400 MHz del 193, e quella che va da 1.350 a 1.850 GHz del 196, è addirittura meglio non parlarne! Fatto questo doveroso preambolo, vediamo di spiegare gli oggetti in questione. La spiegazione di questi cosi, per quanto riguarda il 193 ed il 196, sono obbligato a farvela a "pelle", in quanto, nonostante ore di ricerche su Internet ecc, nessuna traccia di manualistica è emersa. Per il 191 sono invece riuscito (grazie a una Divina Intercessione) a reperire i manuali. Vediamo quindi di uscirne, non dico con onore, ma almeno senza ossa rotte! Iniziamo con il tipo 191.

Questi oggetti, sono il frutto di una commessa fatta alla Marconi Italiana dall'esercito verso l'inizio degli anni '70 per un ponte telefonico radio, per sostituire il vecchio TRC-1, residuato della II WW.

Particolare attenzione merita l'alimentatore a swichting, che qualunque sia la tensione d'ingresso, lui regola sempre in uscita 26V, ed i 5 volt per gli IC.

Come si vede dalla foto in seconda pagina, il complesso 191 è formato da un Frame, che contiene:

- Un Alimentatore.
- Una unità trasmettitore RF.
- Una unità di frequenza intermedia.
- Una unità a radio frequenza.
- Una unità sintetizzatrice.
- Una unità filtro passa banda.
- Una unità per canale telefonico di servizio.
- Una unità di banda base.

Tutte queste unità sono montate in modo estraibile su connettori Cannon.

Come si vede in foto, in mezzo al frontale abbiamo una serie di alette di raffreddamento, dietro alle quali sono posizionati i moduli alimentatore e RF. Questi moduli sono tenuti in sito dalle sei viti inox che si vedono chiaramente tra le alette.

Complesso d'antenna

Come si vede dalla figura 1, il complesso d'antenna è così formato:

1 Borsa porta antenne e i suoi accessori.
2 Cinghia di trasporto.
3 Supporto centrale portante (Boom).
4 Cinghie per fissaggio dei dipoli al Boom.
5 Supporto isolante per fissaggio antenna al palo, in polarizzazione verticale ed orizzontale.
6 Connettore tipo N femmina per cavo coax.
7 Sei ordini di dipoli di lunghezze diverse ed autoinstallanti con cavo e molla di richiamo.
8 Cilindretti di fissaggio radianti.
9 Elemento di sostegno da m 1,10 in materiale isolante, per il montaggio dell'antenna al supporto.

Le caratteristiche dell'antenna sono: gamma di FQ da 70÷100 MHz.
Guadagno: circa 6 dB rispetto al dipolo 1/2λ.
Impedenza d'ingresso: 50Ω.
R.O.S.: circa 1,5 su tutta la gamma.
Peso: kg 5ca.
Dimensioni: installata: 150 x 250 cm. Nella borsa: 155 x 19 x 13 cm.
Cavi coassiali: i cavi, sia da 15 che da 30 metri, sono del tipo RG

foto 2: carring case chiuso in posizione di trasporto e storaggio

Alcuni cenni tecnici

Frequenza di RX e TX utilizzabile: 70 - 100 MHz in tre sottobande (effettiva 69, 975 - 107, 975);
Larghezza di banda canale: 25 kHz;
Canali RF: 1200;
Sintonia: con sintetizzatori separati (uno per il TX e uno per l'RX);
Funzionamento: duplex con possibilità di Standby e inserzione automatica TX;
Canale di servizio: omnibus, con chiamata a 1600 Hz;
Ricezione della chiamata in altoparlante e su lampada spia (con possibilità di estensione);
Alimentazione: 110/220V AC ±10%, da 47 a 63 Hz. Da 21,5 a 30 V DC con scambio automatico;
Consumi: TX: 100W circa in DC, e 125 Va in AC. RX: 20W in DC e 25 Va in AC;
Pesi: 32 kg, in condizioni operative di trasporto;
Misure:
con cofano aperto: altezza 300 mm; larghezza 567 mm; profondità 323 mm
con cofano chiuso: profondità 390 mm;
Temperature d'esercizio: da - 40° a + 55°C;
Quota max. di funzionamento: 5000 metri

Trasmettitore

Potenza RF Out: normale: 25W ± 1 dB; ridotta 8W;
Stabilità in frequenza: migliore di ± 2 • 10^{-5}, per 30 giorni a temperature ed alimentazioni previste;
Tipo di modulazione: FM;
Impedenza RF antenna TX: 50Ω;
Impedenza BF (BB TX): 600Ω (coefficiente di riflessione migliore di 0,2);
Deviazione singola normale:
10 kHz efficaci (5 kHz efficaci in deviazione ridotta)
14,1 kHz di picco (7 kHz di picco in deviazione ridotta);
Banda base:
0,3 ÷ 48 kHz, di cui: 0,3 ÷ 3,1 kHz per il canale di servizio;
4 ÷ 20 kHz per trasmissione di 4 canali telefonici FDM;
4 ÷ 48 kHz, per trasmissioni speciali di tipo digitale, con l'aggiunta di un filtro di pre-modulazione;
Livello d'ingresso BB:
0 ÷ + 10 dBm (con predisposizione interna di - 10 ÷0 dBm);
Transistor finali di potenza: (due) tipo PT8799/7413 Thomson

213/U, di impedenza 50Ω. Intestati con connettori N. Si ricorda che con questo cavo, l'attenuazione alla FQ. di 100 MHz è di circa 6,9 dB/100 metri.

Accessori

La stazione ripetitrice è formata da N° 2 ricetrasmettitori tipo 191 di servizio e di uno di riserva, 4 complessi di antenna con relativi sostegni, N° 2 cavi coax da 15 m e 2 da 30 m per ogni antenna, N° 3 Gruppi elettrogeni da 500 W, più una serie di accessori come da foto e legenda allegata.

1 Cofano porta accessori e ricambi.
2 Borsa per accessori.
3 Un cacciavite grande per viti frontali.
4 Un cacciavite piccolo a taglio.
5 Un cacciavite piccolo a croce.
6 Una pinza da Orologiaio.
7 Una forbice da Elettricista.
8 Una pinza a punta piatta.
9 Una pinza universale.
10 Due microtelefoni tipo H-33/PT.
11 Una suoneria esterna.
12 Un Tester ICE tipo 680E.
13 Quattro connettori coax tipo N.
14 Un saldatore a 24V.
15 Un saldatore a 220V.
16 Una torcia elettrica.
17 Due cavi bicoppia + terra, da 2 metri per collegamento Multiplex-ponte RTX.
18 Una prolunga di alimentazione tripolare (220V) con spine maschio/femmina.
19 Una lampada portatile a 220V con gabbia e 5 metri di cavo con spina.
20 Un contenitore con minuterie varie: fusibili, scaricatori, lampadine ecc.
21 Una lampada portatile a 24V con gabbia e 5 metri di cavo con coccodrilli.
22 Un rotolo da 10 m di nastro isolante adesivo.
23 kg. 0,5 di filo di stagno preparato alla Colofonia.
24 Una scatola di pasta salda.
25 Una prolunga di estrazione corta.
26 Una prolunga di estrazione lunga.
27 Una chiave Allen da 1,5.
28 Un Tronchesino.
29 Due spine triple 220 V.
30 Tre pile corazzate da 1,5 V per suoneria esterna + due pile tipo BA-30.

Come si vede dalla figura 1, il 191 aveva una notevole dotazione di accessori, che per un collezionista "puro" sarà una vera libidine reperire.

Legenda comandi (figura 3)

Messa in opera (per prova) dell'apparato. Collegare l'apparato alle antenne RX e TX (meglio un carico fittizio).
Collegare l'apparato a terra tramite apposito morsetto.
Collegare l'apparato ad una sorgente d'alimentazione adeguata (220/24V).
Controllare che l'interruttore generale ON/OFF sia su OFF.
Controllare che l'interruttore di potenza sia su RID.
Controllare che l'interruttore Trasm. sia su ATTESA, quello Ritr.Aut. sia su IN. e quello del silenziamento (squelch) sia su EX.
Togliere il coperchio dei Contraves, e portare tutti e due i comandi su zero.
Portare i due commutatori Rx &

Ricevitore

Cifra di rumore: ~ 10 dB;
Impedenza RF antenna RX: 50Ω;
Impedenza BF (BB RX): 600Ω
(coefficiente di riflessione migliore di 0,2);
Banda base:
-0,3 ÷ 48 kHz, di cui: 0,3 ÷ 3,1 kHz per il canale di servizio
-4 ÷ 20 kHz per la ricezione di 4 canali telefonici FDM
-4 ÷ 48 kHz per ricezioni speciali di tipo digitale, con la sostituzione della piastrina di filtro frequenza intermedia e l'aggiunta di un filtro post-modulazione;
Livello di uscita BB: 0 ÷ - 10 dBm;
Sensibilità: sull'ordine dei 5 µV;
Altoparlante interno: da 8Ω 1W;
Antenne:
RX e TX separate, su connettori "N" 50Ω. tipo "Log Periodica" (vedi foto a destra);
Possibilità di trasmettere e ricevere sulla stessa frequenza (isoonda)

figura 1: complesso d'antenna

Tx (A.B.C.) su A ed inserire un microfono a carbone oppure il microtelefono tipo H-33/PT sul connettore "U/79-U a 10 pin". Accendiamo l'apparato, e subito si accenderà la spia arancione indicante l'alimentazione usata. Subito dopo regoliamo il volume di BF ad un livello accettabile e regoliamo il comando SINTONIA RF per il massimo soffio, e la massima lettura sullo strumentino, commutandolo adeguatamente. Ora, con lo strumentino multifunzioni e col comando CONTROLLI, vediamo se in RX le tensioni sono giuste.
Lo strumento deve indicare perfettamente i: + 25V; -12V; +12V; +5V. Queste tensioni devono essere il più precise possibili.
Ora posizioniamo TRASM. su NORM, pigiamo il PTT e controlliamo i ROS e la potenza RF out, che, ridotta, dovrebbe essere di circa 8W. Tutti gli altri comandi e uscite provvedono solo a servire la linea telefonica. Proviamo ora l'uscita ad alta potenza: dovremmo leggere circa 25W. Come potete vedere, in questo modo il 191 si comporta come un Transceiver; ma se la FQ d'ingresso fosse, ad esempio, 70,000 MHz, e quella di uscita: 100,000 MHz, e il comando: IN / EX, fosse su RITR. AUT, il 191 andrebbe in trasmissione/ricezione da solo. Prove d'ascolto fatte su questa FQ, mi hanno fatto sentire solo alcuni ponti della Pubblica Amministrazione e di Radio Commerciali. Un cenno sul sistema di sintonia: con tutti e due i Contraves a zero, la FQ impostata sarà di 69,975 MHz. Ciò vuol dire che la FQ letta sui Contraves è una numerazione arbitraria che nulla a che vedere con la FQ reale impostata. Ergo: sapendo che ogni spostamento in FQ provoca uno shift di 25 kHz, vediamo di fare una tabella comparativa.
Ad ogni numero impostato sui numeratori (contraves) compreso fra 001 e 400, corrisponde una FQ di lavoro con una variazione di 25 kHz.
Alle posizioni estreme del numeratore, cioè a 001 e 400, corrispondono le FQ 70,000 e 79,975 MHz, oppure 80,000 e 89,975 MHz, oppure 90,000 e 99,975 MHz, a seconda si sia scelta la sottogamma A, la B, oppure la C. Per cui ogni frequenza sarà formata da un numero di tre cifre, che indica il numero da impostare sul numeratore "RX" o "TX". Se non si dispone della sua carta comparativa, si può usare il metodo "matematico" come da formula seguente.
1°) Per esempio, scegliamo il canale 242B. La formula da impie-

figura 2: composizione della serie di accessori che accompagna l'MH-193.

figura 3: disposizione dei comandi sul ricetrasmettitore MH-191.

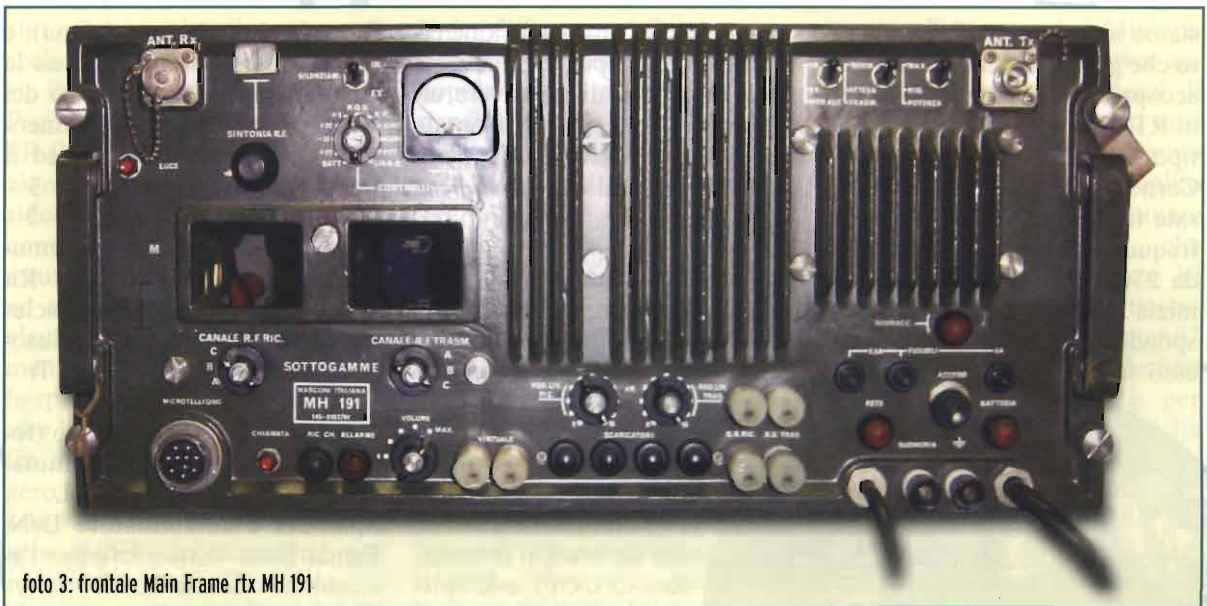



foto 3: frontale Main Frame rtx MH 191

gare è la seguente:

(N – 1) x 25 = ΔFQ (kHz)

dove N è il numero di canale; perciò:

ΔFQ = 6025 kHz

e quindi la FQ di lavoro è:

FQ = 80,000 + ΔFQ (MHz) = 86,025 MHz

2°) Data la FQ di lavoro 96,850 MHz, ricaviamo il numero del canale corrispondente. La formula è la seguente:

N = ΔFQ (kHz)/25 + 1

dove N è il numero di canale. Perciò:

N = 6850/25 + 1 = 274 +1 = 275

Quindi il canale da impostare sull'apparato sarà 275 C.

Semplice, vero?

E ora passiamo al suo "compare" più giovane: l' MH-193.

Il Trasponder tipo MH-193

Come vedete dalla foto 1, esso è costruito in robusta lega leggera di fusione e a perfetta tenuta d'acqua. Il peso di questo oggetto è di circa 30 kg. Era costruito per essere alloggiato in shelter autocarrati.

Misure: Lunghezza cm 39; Larghezza cm 49; Altezza cm 31.

Come si vede dalle targhette (foto 4 e 5), la costruzione di questi oggetti è databile al 1980, e l'esemplare in mio possesso risulta ricalibrato nel 1990. Le soluzioni tecniche adottate nel 193 mostrano un notevole passo tecnologico rispetto al (pur moderno) mod. 191. Ora non siamo più in presenza di transistors, ma di una quasi totalità di circuiti integrati e di una tecnologia all'avanguardia, tale da sfidare i migliori prodotti USA, e di esserne forse superiori! Come mostrato dalla foto 6, si notano sulla parte superiore le 2 cavità e il bellissimo sistema di sintonia a permeabilità variabili, con ingranaggi in bronzo rettificati.

Molto moderni e sofisticati i cavi rigidi di raccordo delle varie unità, con connettori SMA e contatti dorati a spessore. Qui

foto 4: data di costruzione

foto 5: dati di collaudo

siamo in presenza di un apparato che grazie alle cavità ed ad un accoppiatore direzionale lavora in RTX con una sola antenna di tipo Diskone, oppure con due Corner Dipole accoppiate e sfasate tra di loro di 180 gradi. La frequenza d'ingresso è variabile da 230 a 400 MHz (fuori scala, inizia a 220 MHz). Questo Trasponder non funziona in fonia: esso lavora solo con una estensione cifrante e quindi per trasmissione dati. Mi spiace di non avere un adeguato disegno del frontale per poter descrivere adeguatamente la legenda comandi; ma vediamo di raccapezzarci un poco.

Sul frontale (foto 1) a partire dall'alto abbiamo: comando di sintonia fine TX, connettore d'antenna tipo "N", comando sintonia fine RX e il connettore per gli allarmi remoti. Sotto, da sin. a dx.: connettore di alimentazione a 6 pin (1*), un fusibile da 6A e due da 1A. Un interruttore ON/OFF e le spie: sovraccarico, batterie e rete. A lato (particolare foto 1): i 4 Contraves a pulsante d'impostazione FQ TX; e i 4 dell'RX. Al centro dei Contraves ci sono due levette: la superiore, per affinare la sintonia (grossolana), e l'inferiore (pigiando) effettua la calibrazione. Al lato destro dei Contraves troviamo lo strumento multifunzioni (foto 1) ed il suo commutatore: 12 – Tx 3 – 70 – Loop – Pot.Ric – Ros – 5 – R/B – Pot.Tr. nonché i commutatori: Potenza: Normale / Ridotta. Suoneria: Inclusa / Esclusa. TR / Escluso. R.A-Escluso-Luci. Le spie: Ric – Ros – Tr – Sint.

Tornando a sinistra in basso (foto 1) abbiamo: spia e commutatore Occ – Ex. R – E. T – I.
Spia CH e commutatore U/N, Banda base. Connettore per l'estensione cifrante TDM.
Connettore Mx. Commutatore: Auto / Man e commutatore di shift: 1024-512-256 Baud. Le spie Rx, E, Tx. Due connettori per doppino telefonico: Bl – IN-CL e un connettore tipo "U 226/U" microfonico a 5 contatti, per cornetta tipo H/250-U.
Connettore di alimentazione (1*). In questo connettore, i contatti sono: A-F = 220 Vac. B-E = massa. C-D = + 24. VDc.

foto 6: vista retro 193 con cavità; nell'ovale: particolare dei sistemi di sintonia e permeabilità

Alcuni dati tecnici.
Potenza RF out: 3W (bassa), 8W (alta).
Sensibilità: sui 5 microvolt.
Passi di frequenza di: 125 – 350 – 375 – 500 – 625 – 750 – 875 kHz.
La cornetta H/250-U serve solo per collegare l'operatore radio all'operatore del centralino telefonico, via cavo, e per ascoltare se il segnale viene traslato correttamente.

Messa in funzione (per prova)
Anche qui controllate che l'interruttore ON/OFF sia su OFF e che al bocchettone d'antenna sia collegato un carico adeguato. Posizionate i Contraves di RX e di TX a 230. Sull'ultima finestrella, quella dei passi di

sintonia, inserite il passo prescelto, che deve essere uguale sia in TX che in RX.
Posizionate i comandi FR TX e FR RX, ambedue su 230 e posizionate il comando "potenza" su ridotta. Accendete l'apparato, e controllate che le tensioni sullo strumento siano corrette. In caso che il rapporto di ROS sia elevato, il TX va automaticamente in protezione e si accende la spia "ROS". Se si accende, girate la manopola di sintonia TX, fin che lo strumento tornerà a zero e la spia si spegnerà. Durante le manovre di sintonia, la spia "SINT" si accenderà, per spegnersi automaticamente a sintonia avvenuta. Essa infatti indica il corretto ed automatico allineamento RX – TX. Se si desidera cambiare frequenza durante la trasmissione, si consiglia di posizionare il commutatore "Tr – ESCL" su escluso, e di riposizionarlo su Tr, a sintonia fatta.
Se avrete collegato al carico fittizio un frequenzimetro, vi renderete conto della assoluta precisione in FQ dell'apparato e della sua stabilità. Se lo avete, accendete uno Scanner, e portatelo su 230 MHz, in FM larga. Pigiate il pulsante "AUTO/MAN" su manuale, il pulsante "R/E" su E. Quello "T/I" su I, e pigiando il PTT ascolterete sullo Scanner un invio di dati, il cui tono varierà a seconda dei Baud inseriti. Se, durante la trasmissione, commuterete il commutatore"CH/ Banda Base" su U oppure N, sentirete la variazione di tono della chiamata selettiva.

MH-196
Praticamente uguale, per estetica e meccanica al 193. varia solo la frequenza di lavoro, che va da: 1.350 GHz, a 1.850 GHz. Il sistema operativo è uguale al 193.
Unica differenza visibile esternamente, è la posizione della manopola di sintonia fine RX; che rispetto al 193, é spostata verso sinistra, e la targhetta identificativa, invece che al centro si trova in alto a destra.

Considerazioni finali
Come detto in apertura, questi sono oggetti bellissimi, costruiti ambedue in modo superlativo. Il 191 sostituì degnamente il vetusto TRC/1 americano; ma il vecchio Yankee si prese ben presto una sonora rivincita sul giovine 191 che lo aveva "spodestato": i "giovani" cinquantaseienni come il sottoscritto, ricorderanno il Boom delle Radio Libere iniziato verso la metà degli anni '70. In quel periodo iniziò la loro "fioritura", favorita in ciò proprio dalla messa in commercio dei vecchi trasmettitori TRC/1 che operavano a cristallo sulla frequenza 70/105 MHz, in FM con una larghezza di banda di ben 100 kHz. Questi TX uscivano con circa 10W RF, e disponevano del loro lineare da ben 100W: sembravano fatti apposta per le varie "Radiofreccia" che spuntavano come funghi sul territorio nazionale, ritrovando così una seconda giovinezza! (Molti di questi apparati sono ancora tenuti come riserva in diverse emittenti locali. Pagati a peso d'oro, fecero la fortuna dei Surplussai). Il proliferare di queste radio libere e la loro legalizzazione, impedirono di fatto all'Esercito l'uso di queste frequenze, ed il loro conseguente abbandono a causa dei tremendi splatters! E dopo questa gustosa divagazione retrò, torniamo a noi.
Per il 191, a meno che non otteniate una concessione per una radio libera, mettetevi il cuore in pace! Lo stesso dicasi per il 193 ed il 196, che operano su frequenze assegnate internazionalmente all'Aeronautica Militare.
Rassegnatevi quindi di aver acquistato tre splendidi "pezzi di storia" Italiana che valgono tutti quei pochi Euro che vi verranno chiesti in cambio! Come al solito non vi consiglio di effettuare modifiche agli apparati, che stanno bene così come sono. Vi auguro quindi buon divertimento con i vostri "esperimenti" (sempre su carico), e declino qualunque responsabilità per l'uso improprio che qualche "volpino" sicuramente farà degli apparati! Ringrazio l'amico IW2FTL, Angelo di Brescia, per avermi reperito e prestato i TM, e IK4UQK Franco per l'aiuto datomi nel revisionare questi splendidi apparati.
Sperando anche per questa volta di avervi divertito e interessato, vi saluto fino al prossimo surplus!

Per il modello 191, bibliografia tratta dai TM originali.

william.they@elflash.it

Generatore RC Philips mod. 5100

di Ivano Bonizzoni & Tonino Mantovani

Nel maggio 1998, durante la descrizione del Generatore di Segnali Grundig TG 5, scrivevo che, pur essendo abbastanza comune la necessità di provvedere alla messa a punto della sezione audio degli apparecchi radio o di amplificatori a bassa frequenza, in realtà erano apparse poche descrizioni di idonei strumenti, ed ancor meno relative a strumenti surplus

È ora il caso di vedere come è costituito, come funziona e come si può riutilizzare il Generatore **BF Philips PM 5100**, un vero "muletto" nel suo campo. A questo proposito ricordo che fa parte di una nutrita schiera di strumenti per il Service e per uso didattico, tra cui il già recensito Millivoltmetro mod. 2453 (E.F. novembre 1992), strumenti che, pur essendo degli anni 70, ogni tanto riappaiono sui banchi dei surplussai, testimoniando così quanto sia lungo nel tempo il loro onorato servizio, e che forse sono in vendita, oltretutto a basso prezzo, per... ritiro dall'attività del loro utilizzatore!

Il generatore RC PM 5100 fornisce una tensione sinusoidale di bassa frequenza nella gamma 15 Hz-150kHz e può essere usato per il controllo di amplificatori di BF, HI Fi e filtri di BF. Ma esistono anche altre possibili applicazioni quali l'uso come alimentazione per ponti di misura, prova di magnetofoni, modulazione di tensioni HF, misure su linee telefoniche, misure in campo acustico, determinazione della frequenza di tensioni alternate sconosciute ed... è di estrema utilità per la prova e la messa a punto degli altoparlanti a spillo.

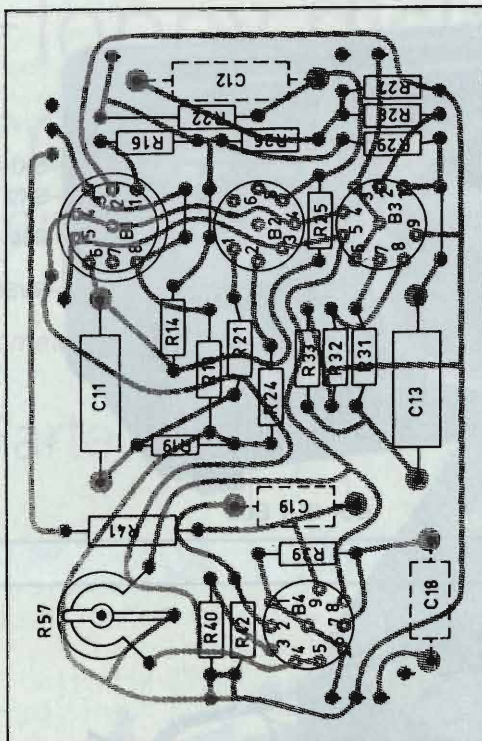
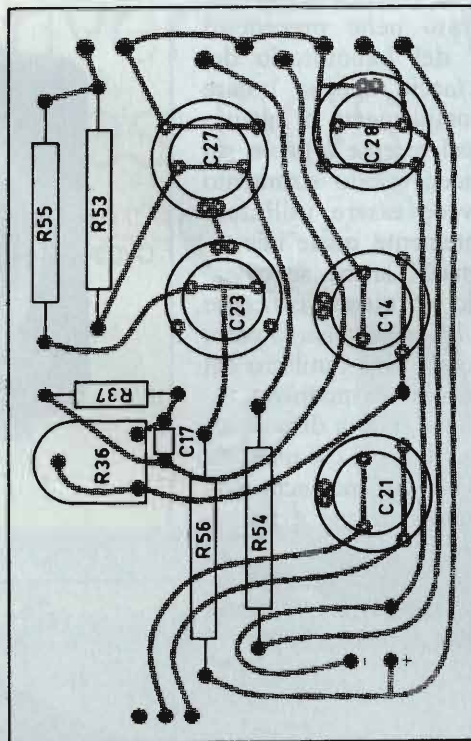
Caratteristiche Tecniche

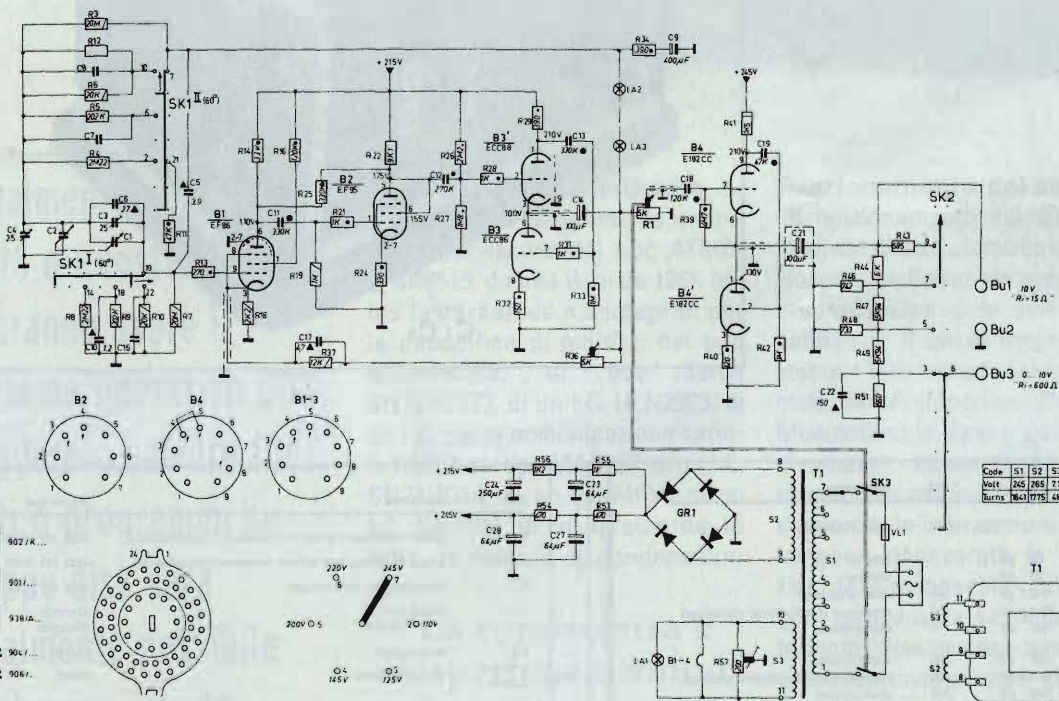
Gamme di frequenza:	15 Hz - 150 Hz 150 Hz - 1500 Hz 1500 Hz - 15 kHz 15 kHz - 150 kHz
Errore di frequenza:	max 5 % (dopo 10 minuti di riscaldamento. e stabilizzazione);
Slittamento di frequenza:	Minore dell'1% (come sopra) Idem, in conseguenza di una varia zione della tensione della rete del +/- 10%;
Ampiezza / Frequenza:	Lineare da +/- 5% (alla frequenza di riferimento di 1 kHz);
Distorsione:	150 Hz - 150 kHz (minore dello 0,5%) 15 Hz - 150 Hz (minore dell' 1%);
Impedenza di uscita:	A) diretta ai morsetti BU1 - BU2; Ri = 15 Ω con in serie C = 100 microF Minima resistenza di carico 600Ω B) uscita ai morsetti BU2 - BU3, mediante attenuatore tarato a scatti 15 Hz - 15 kHz: Ri = 600Ω +/- 1% 15 kHz - 150 kHz: Ri = 600Ω +/- 2%
Tensione di uscita senza carico sui morsetti 1/2:	10 V eff.con una variazione dell'1,5%(dopo la stabilizzazione);
Attenuatore (indipendente dal carico):	x 1/x 0,1/x 0,01/x 0,001 (errore max del 2% per ogni scala) L'attenuatore lineare da solo delle indicazioni approssimative;
Rumore e soffio:	livelli contenuti mediamente sotto i 10mV;
Alimentazione universale:	a frequenza rete con un assorbimento massimo di 40W;
Dimensioni e pesi:	16 x 23 x 12 cm/5 kg

Note di impiego
Controllare, aprendo la placchetta posteriore, che lo strumento abbia il cambia-tensioni su 220 V, onde evitare "da subito" dei possibili danni, mentre si dovrà effettuare la messa a terra dello strumento mediante la spina di alimentazione o il morsetto centrale della morsettiera: non entrambi!
L'accensione, indicata dalla spia, avviene ruotando la manopola R1 abbinata al commutatore SK3; le gamme di frequenza vengono selezionate dal commutatore SK1, mentre la regolazione fine avviene mediante la manopola sulla scala C1/C2. La tensione di uscita ai morsetti Bu1 e BU2 può essere regolata mediante il potenziometro R1 da 10 mV a 10 V, mentre la tensione di uscita ai morsetti BU2 e BU3 può essere regolata mediante il commutatore a scatti SK2 e finemente con R1.
Evidentemente per avere misure più precise si dovrà misurare la tensione di uscita mediante un voltmetro elettronico.

Il circuito elettrico
Nella figura sotto è riportato lo schema generale, su cui si possono individuare i blocchi costituenti le varie funzioni dello strumento, ed in particolare:

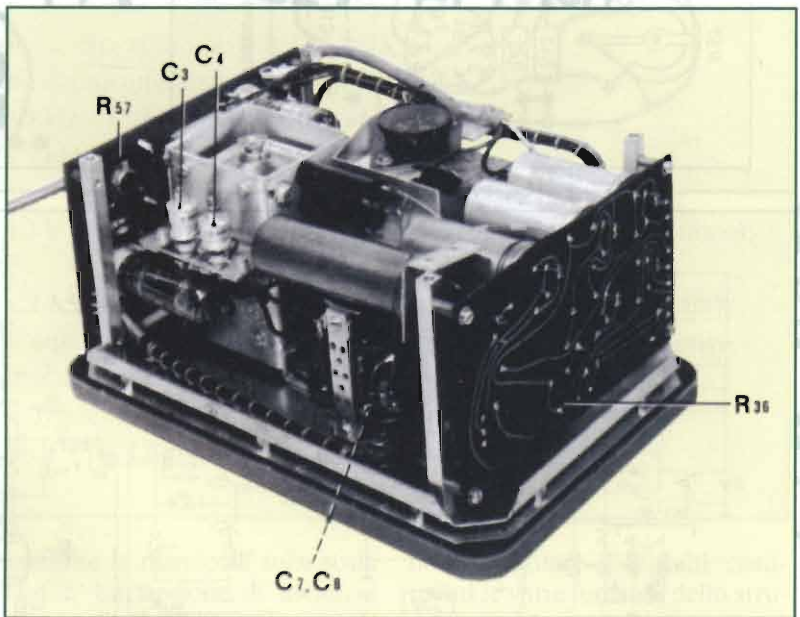
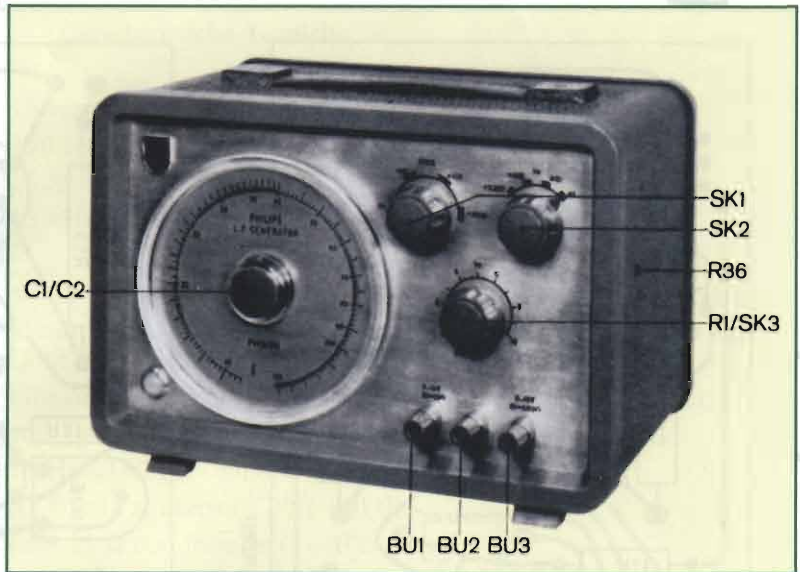
1. **Blocco oscillatore**
2. **Attenuatore continuo**
3. **Amplificatore di uscita**
4. **Attenuatore a scatti (gradini)**
5. **Blocco alimentatore**

Nella pagina seguente vengono riportati in una tabella i valori dei componenti del circuito nonché l'aspetto dei due circuiti stampati con la foto interna dell'assieme.
Concludendo, ritengo scorretto

Circuito stampato C - PM5100

Circuito stampato D - PM 500

Code	S1	S2	S3
Volt	245	265	7.1
Turns	1641	1775	48

PEM 2735

Lo schema elettrico generale

ripetermi su consigli d'uso che ho illustrato nelle precedenti "puntate" del Laboratorio del Surplus, faccio appena notare come a complemento di quanto indicato nel recente articolo sul Signal tracer, questo strumento possa invece essere utilizzato convenientemente quale"iniettore di segnali", anche se ovviamente solo per quanto concerne la parte a BF, mentre per la parte a RF è buona cosa l'utilizzo del classico oscillatore modulato.
Come sempre sono a disposizione per fornire copia del manuale originale che contiene anche utili note di manutenzione e riparazione.

ivano.bonizzoni@elflash.it
tonino.mantovani@elflash.it

No.	*Valeur*	*Volt*	*Désignation*
C1, C2			cond. d'ajustage
C3	25 pF		trimmer
C4	25 pF		trimmer
C7	0–2,7 pF	500	cond. d'ajustage
C8	0–5,6 pF	500	céramique (condensateur d'ajustage)
C9	400 µF	4	électrolytique
C14	100 µF	200	électrolytique
C16	0–5,6 pF	500	céramique (condensateur d'ajustage)
C21	100 µF	200	électrolytique
C23	64 µF	350	électrolytique
C24	250 µF	300	électrolytique
C27	64 µF	350	électrolytique
C28	64 µF	350	électrolytique

No.	*Désignation*	*No. de code*
Bloc C	plaque de câblage imprimé avec composants (amplificateur)	4822 197 00108
Bloc D	plaque de câblage imprimé avec composants (alimentation)	4822 197 00107
T1	transformateur d'alimentation	4822 197 00106
VL1	fusible 250 mA	974/V250
	500 mA	974/V500
LA1	lampe témoin	7181D
LA2, LA3	tube stabilisateur	8099Z
GR1	redresseur 125 mA	SR 250B125
B1		EF86
B2		EF95
B3		ECC88
B4		E182CC

Floppy disk driver con gestione files DOS
compatibili per microprocessori

Daniele Scibilia

Parte II

figura 1: L'apparecchio montato

Finalmente anche i PIC o i vostri micro potranno usare il Sistema Operativo DOS. Leggere o salvare files, dati o programmi su floppy disk sarà finalmente possibile anche per i vostri sistemi digitali.

Descrizione dell'hardware

Il sistema è composto da un microprocessore del tipo ATMEGA8515, da una Ram da 128K bytes (esterna), da n.2 integrati per la decodifica di indirizzi del tipo MC74HC138, di due latch SN74HC373, di un I.C. ULN2803, di un I.C. per la comunicazione seriale RS232 del tipo MAX232, di un I.C. SN74HC14, di un I.C.74f04, di un I.C. SN7493, di un quarzo da 16 MHz, resistenze e condensatori vari.

"La conoscenza e l'esperienza sono i primi passi verso la creatività"

Funzionamento del sistema

Il funzionamento del sistema si basa sul diretto controllo del (FDD) Floppy Disk Driver attraverso il microprocessore e la sua componentistica. Il micro legge direttamente l'FDD memorizzando il formato MFM (Modified Frequency Modulation) in Ram e poi successivamente convertendo questo formato in codice ASCII. Una volta convertite le informazioni in ASCII vengono riconvertite in informazioni Dos compatibili, quindi vengono processate secondo questo formato. Stessa cosa avviene nel processo inverso cioè quando si devono memorizzare le informazioni nel disco: prima si convertono le informazioni secondo gli standard Dos, poi si convertono in

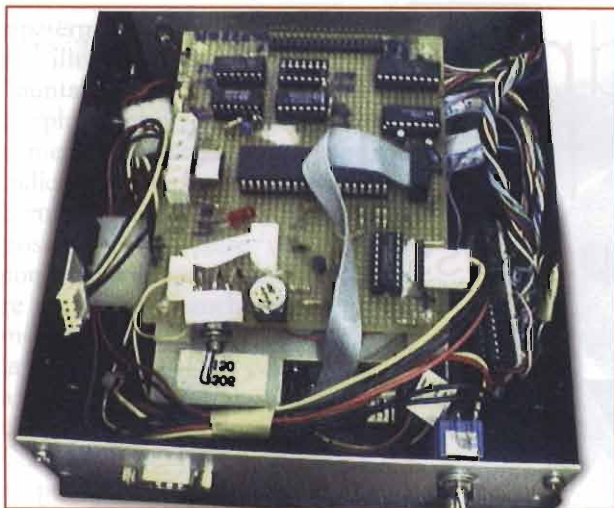



figura 2: Vista interna dell'apparecchio

ASCII, quindi si riconvertono in formato MFM, infine si passano le informazioni MFM compatibili al FDD.

Introduzione al software FDC232

L'FDC232 è un programma per la gestione diretta di un Floppy Disk Driver senza l'uso esterno di integrati dedicati del tipo FDCxxx765 o simili. Tutta la gestione e controllo del Floppy disk viene fatta attraverso il software FDC232. Il programma gestisce tutte le informazioni inerenti il disco secondo gli standard MS-DOS. L'FDC232 è un programma che risiede nella memoria flash del microprocessore ATMEGA8515 (della ATMEL). La velocità operativa del microprocessore è di 16 Mips (Milioni di istruzioni al secondo) con una frequenza di Clock di 16 MHz. L'FDC232 è stato progettato per essere maggiormente utilizzato in quei sistemi a microprocessore aventi una limitata quantità di ram di sistema. Per questo motivo il *software (che abbrevieremo con* FDC232) usa una RAM (per i files) della dimensione massima di 29.182 Bytes (nelle versioni successive questa quantità sarà maggiorata).

Invio comandi al FDC232

Il Microprocessore normalmente si trova in uno stato di attesa nella ricezione di comandi provenienti dalla porta seriale RS232. Ogni carattere diverso dal precodice "FDC232" verrà ignorato e solamente quando avrà ricevuto l'esatta sequenza di caratteri FDC232 comincerà a ricevere tutti i caratteri successivi senza più effettuare alcun tipo di controllo. es. se si dovesse inviare: FDA232 OPPURE CDA233 il micro scarterà tutti i caratteri ricevuti svuotando il buffer di ricezione. In pratica il precodice FDC232 serve come chiave di accesso al micro, fino a che non viene inserita la giusta sequenza non si avrà dal micro alcuna risposta.

Dopo avere inserito il precodice bisogna inserire il comando richiesto subito dopo senza alcun spazio che divida il precodice dal comando, ad esempio:

FDC232DIR+0d+0a

si avrà come effetto l'invio da parte del FDC232 della directory del disco, ad esempio:

FDC232?TIME+0d+0a

si otterrà la lettura dell'ora del file selezionato. Ogni comando dovrà terminare con due caratteri di controllo che sono: (CR) Carriage *Return (ritorno carrello) codice* esadecimale 0d (13 in decimale), e Line Feed (avanzamento linea) esadecimale 0a (10 decimale). Tra il comando ed i caratteri di controllo $0d+$0a possono esserci degli spazi. Dopo avere inviato il comando si avrà in risposta un messaggio di codice errore con il relativo numero se il comando era errato, altrimenti verrà eseguito. Ogni comandi (come il precodice) dovrà essere inserito in **MAIUSCOLO**.

Tutti i comandi dovranno essere divisi da uno spazio prima di inserire un valore numerico.

Ecco alcuni esempi di comandi errati:

FDc232DIr

(lettere c ed r in minuscolo).

FDC232 DIR

(spazio tra precodice e comando). Non possono esserci spazi:

fdc232DIR

(precodice in minuscolo) non si avrà alcun messaggio dal micro.

FDC232DIR

(mancanza dei codici $0d+$0a) alla fine del comando.

FDC232DIRA+cr+al

(extra carattere "A" alla fine del comando DIR)

FDC231DIR+cr+al

(numero errato "1" al posto di "2")

FDC232DIM12450

(bisogna lasciare uno spazio tra il comando DIM ed il numero).

Esempi di comandi corretti:

LISTA COMANDI BASIC		
RAMDIR	WRITE	SPEED5
LOAD	READ	SPEED6
DIR	LINER	SPEED7
SAVE	LINEW	?FREE
DELETE	?LINER	?BOOT
DATE	?LINEW	?DISK
TIME	NAME	
DIM	?NAME	
?DATE	SPEED1	
?TIME	SPEED2	
?DIM	SPEED3	
?RS232	SPEED4	

FDC232DIR+0d+0a
FDC232DIR 0D+0A
FDC232DIM 1234 0D+0A
FDC232?BOOT 0D+0A DIR

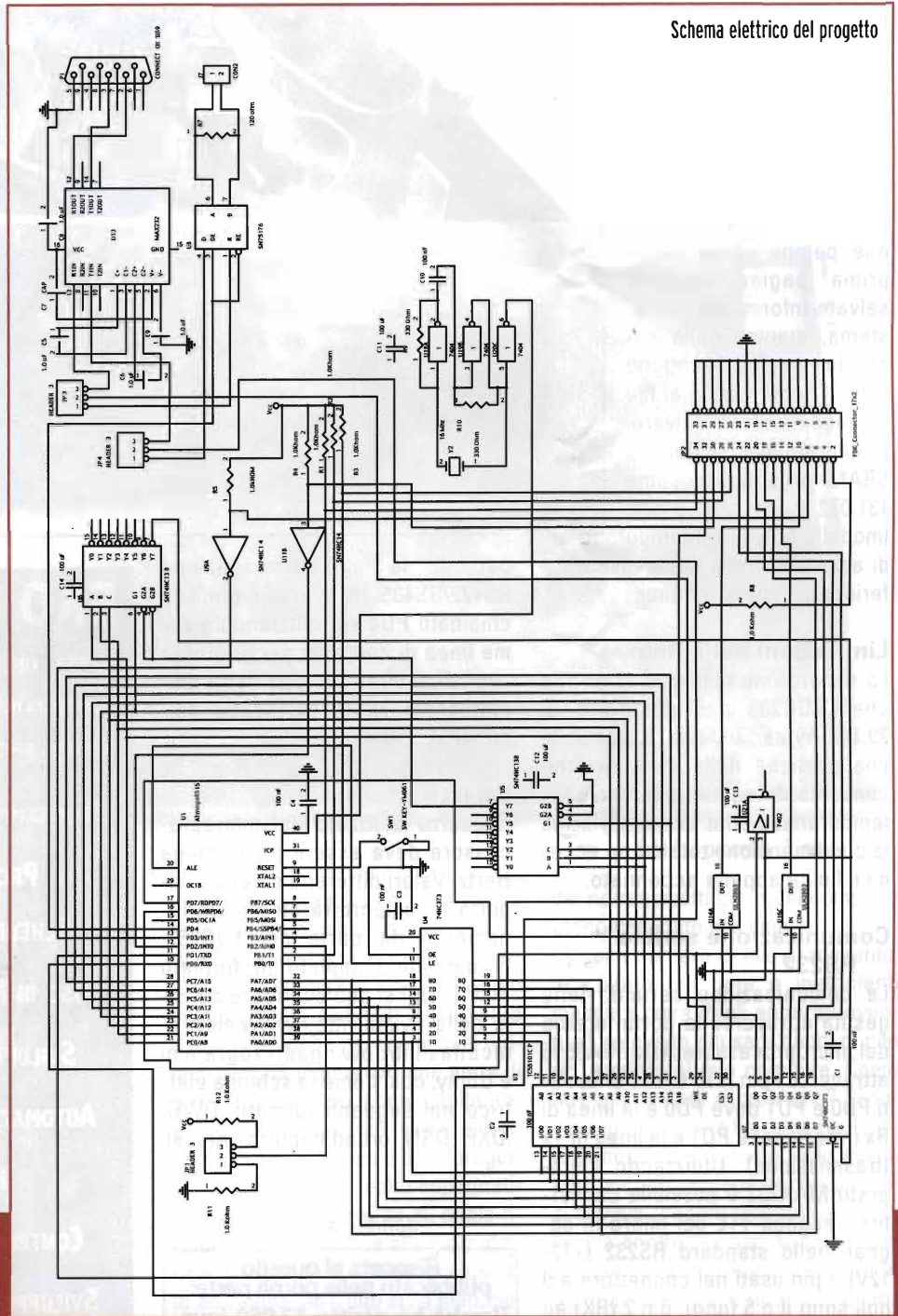
(in questo caso i caratteri oltre i codici 0d+0a non verranno presi in considerazione.

Modalità operativa del progetto FDC232

L'FDC232 lavora principalmente con la sua ram esterna (che è di circa 128K bytes). Questa è suddivisa in due principale aree: nella prima (della dimensione di circa 64K) vengono memorizzate le informazioni relative a:

- area della Directory attuale del disco;
- area della Fat attuale del disco;
- area del Boot Record attuale del disco;
- area relativa ai comandi inseriti;
- area per la lettura/scrittura in formato MFM da e verso il disco;
- area dell'ultima traccia letta del disco;
- area relativa ai registri interni al microprocessore.

Mentre nella seconda (della dimensione di circa 64K) vengono memorizzate le informazioni relative ai

Schema elettrico del progetto

DISTINTA COMPONENTI

R1÷R5 = 1kΩ
R7 = 120Ω
R8 = 1kΩ
R9 = R10 = 330Ω
R11 = R12 = 1kΩ
C1÷C4 = 100nF
C5÷C9 = 1µF el.
C10 = 100nF
C11÷14 = 100µF
Y2 = quarzo 16MHz
U1 = ATM8515
U3 = TC55101CP
U4 = U7 = 74HC373
U5 = U6 = 74HC138
U8 = 75176
U9A = 74HC14
U11B = 74HC14
U13 = MAX232
U14 = NLN2803
U16 = ULN2803
U18A = 7404
U19B = 7404
U20C = 7404
U21A = 7402
SW1 = pulsante

files.

La Ram esterna
La Ram esterna utilizzata dall'FDC232 inizia dalla locazione (esadecimale $0300) fino alla locazione (esadecimale $FE00) per due pagine attive. Nella prima pagina vengono salvate informazioni di sistema, mentre nella seconda pagina vengono salvati i dati relativi ai file da leggere o da salvare. L'integrato usato è del tipo SRAM organizzata come 131.072 words per 8 bits (modello 551001). Il tempo di accesso medio deve essere inferiore a 70 nanosecondi.

figura 3: L'apparecchio montato visto posteriormente

Limitazioni nella Ram
La dimensione massima di un file che l'FDC232 può gestire è di 29.182 bytes. Tuttavia è possibile una gestione della memoria che consente di leggere più files contemporaneamente in memoria ma la cui dimensione totale non ecceda il limite appena accennato.

Comunicazione seriale RS232
La comunicazione seriale viene gestita attraverso la porta interna del microprocessore ATMEGA8515 attraverso i pin n.10 e n.11 chiamati PD0 e PD1 dove PD0 è la linea di Rx (ricezione) e PD1 è la linea di Tx (trasmissione). Utilizzando l'integrato MAX232 è possibile convertire i segnali TTL del micro in segnali nello standard RS232 (+12-12V). I pin usati nel connettore a 9 poli sono il n.5 (gnd), il n.2 (RX) ed il n.3 (TX). Il protocollo di comunicazione è : 1 start bit, 1 stop bit e nessuna parità.

Comunicazione RS485/RS422
Il microprocessore ATMEGA8515 può pilotare direttamente integrati per la comunicazione RS422/RS485 attraverso il pin n.14 chiamato PD4 ed utilizzandolo come linea di controllo per pilotare i segnali di direzione dati de/re dell'integrato 75176 (nel caso dell'RS485).

Quarzo
Il quarzo utilizzato dal microprocessore deve essere da 16 mega Hertz. Valori differenti da quello riportato comporterà un malfunzionamento da parte del FDC232. Il manuale completo in formato .HLP (help) si può scaricare dal sito della rivista http://www.elettronicaflash.it/download/Programmi e Utility, così come lo schema elettrico nei seguenti formati: .DWG, .DXF, .DSN (orcad capture vers. 9).

daniele.scibilia@elflash.it

Risposta al quesito pubblicato nella prima parte:

Perché ho scritto 12.960 invece di 9.216?

Perché 9216 viene ottenuto moltiplicando 512x18, mentre 12.960 viene ottenuto moltiplicando 720x18. Infatti il controller utilizza 208 bytes aggiuntivi per ogni settore nella ricerca della sincronizzazione per lo standard MFM.

Migliorie alla interfaccia già pubblicata

Interfaccia SSTV PCs

Per la sicurezza dei vostri apparati

Carlo Sarti & Stefano Manservisi

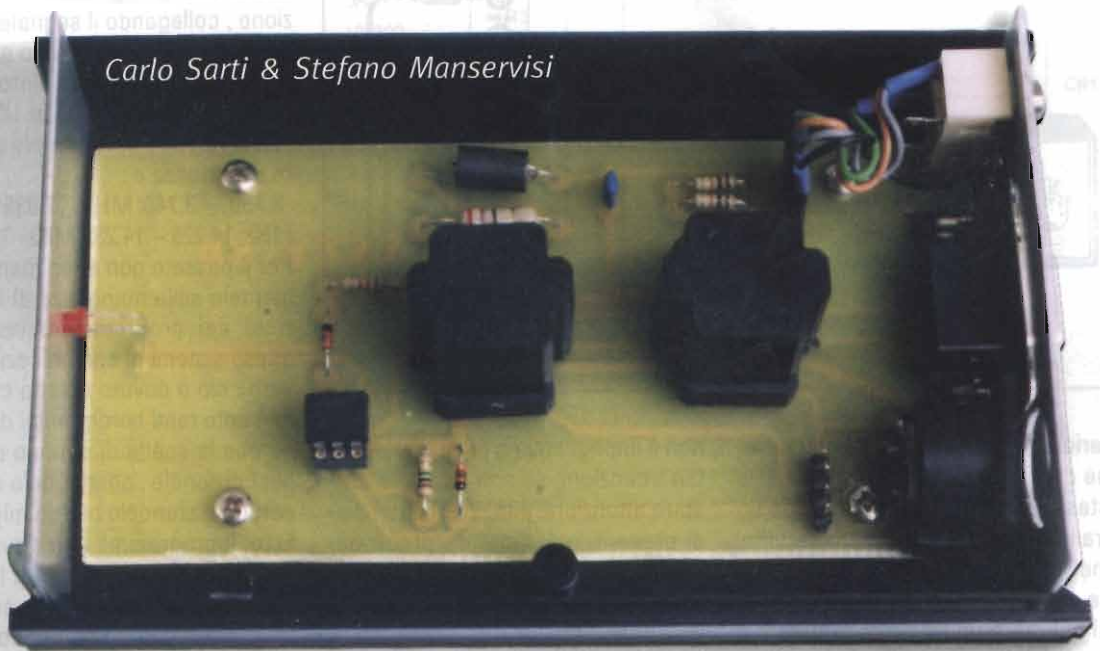



foto 1: il progetto ultimato

Questa volta dedicheremo a chi si sta avvicinandosi a questi sistemi di comunicazioni un po' di spazio , lo faremo con la nostra esperienza da hobbisti ed il nostro modo di spiegarci sperando possa essere sufficientemente chiaro.

Le lunghe giornate estive o di brutta stagione sono le più adatte per scaricarci dello stress accumulato durante la settimana, magari stando comodamente seduti in riva al mare o poltrona anche perché in quei momenti regna imperativo uno stato di pigrizia, sfogliando, come capita frequentemente, vecchie riviste, alla ricerca di qualche idea o di un progettino semplice, non molto impegnativo adocchiato non si sa su quale rivista, adatto insomma alla giornata.
Così, riaccendendo il nostro apparato ed incollando il dito sulla manopola della sintonia alla ricerca di qualche segnale da potere decodificare, collegavo una semplice interfaccia al computer per potere visualizzare sul monitor le immagini in SSTV trasmesse da qualche OM. All'improvviso mi sono reso conto di un particolare molto importante; le masse del ricetrasmettitore e del computer erano collegate assieme.
La cosa non era di mio gradimento, in quanto mancate o inefficienti messa a terra degli apparati eventuali potevano causare danni di non poco conto al mio compute. Come fare per ovviare al problema? Si doveva interrompere fisicamente il collegamento e sul come farlo erano sorti alcuni problemi anche perché si doveva rendere utilizzabile l'interfaccia anche per uso portatile, non vincolati cioè ad alimentazione di rete, quando mi sono ricordato di una strana applicazione di un circuito realizzato per evitare inneschi di BF in una amplificazione; il trasformatore d'isolamento.
Utilizzando infatti due trasformatori di isolamento 1:1 ho risolto il problema isolando infatti sia il segnale LINE OUT che esce dalla sound-bla-

ster che deve essere applicato all'ingresso "MICRO" del nostro RTX, sia il segnale audio in uscita dal jack cuffia che deve essere applicato a LINE IN della stessa scheda. Un ulteriore problema era la commutazione del PTT ,non potevo utilizzare lo stesso sistema, utilizzando cioè un transistor in quanto dovevo servirmi inevitabilmente di entrambe le masse, la soluzione quindi è stata quella di utilizzare un foto-accoppiatore il quale utilizzando l'alimentazione presente sulla porta seriale in fase di trasmissione farà accendere il led portando così in conduzione il fototransistor cortocircuitando il PTT del nostro apparato, nel circuito è presente un diodo led il quale indica lo stato di trasmissione la sua presenza non è importante ma un segnale ottico indicatore di stato è accettato volentieri.

Come avrete notato la realizzazione non è impegnativa e priva di particolari attenzioni, se non quella di prestare attenzione alla polarità dei diodi presenti e di montare preferibilmente il fotoaccoppiatore su uno zoccolo , non è richiesta alcuna regolazione , bisogna prestare attenzione (ma il sofware del programma ve lo segnalerà)di non eccedere con il segnale BF prelevato dalla cuffia per evitare un carico eccessivo alla scheda sound-blaster .

Il collegamento dell'interfaccia al computer viene effettuato mediante un cavetto seriale con connettore a 9 pin , non usate adattatori in quanto non sono compatibili , piuttosto realizzatevi un cavetto dedicato allo scopo .

Il collegamento al vostro apparato avviene (come riportato dallo schema elettrico) utilizzando i terminali di CN1, l'interfaccia può essere utilizzata anche dagli SWL solo in ricezione , collegando il segnale di BF al pin 2 e la calza del cavetto a massa . Ora sarà sufficiente sintonizzarci con il nostro apparato in USB sulle frequenze dedicate, per chi vuole fare esperienza a :

3.730 – 3.740 MHz, 7.035 – 7.040 MHz, 14.225 – 14.235 MHz

Per il passato non sono mancate lamentele sulla mancanza di informazioni dei programmi utilizzati per questi sistemi di comunicazioni ed è vero , ciò è dovuto al fatto che sono talmente tanti i programmi di gestione che la scelta di ognuno cade sul più funzionale , adattandolo e a volte personalizzandolo per un miglior utilizzo. Il programma che attualmente " gira " per la maggiore è l' MMS-STV , un programma molto sofisticato e completo . Lanciando il programma si accede ad un Help finalmente in lingua italiana molto chiaro ,soffermandoci alle fasi più importanti della gestione .

carlo.sarti@elflash.it
stefano.manservisi@elflash.it

1 (INGRESSO MICRO RTX)
2 (BF CUFFIA RTX)
3 (PTT)
4 (GND)

Sopra: lo schema elettrico; sotto: il piano di montaggio

DISTINTA COMPONENTI

R1, R2 = 10kΩ
R3 = 27Ω 1W
R4 = 1K2
R5 = 1MΩ
C1 = 1μF
D3, D1 = 1N4148
D2 = LED TX
J1, J2, J3, J4 = RCA JACK
T2, T1 = Transformer Isolated
P1 = Connector DB9
CN1 = CON1
OP1 = 4N35
JAF1 = VK200

PONY mod. CB-78

cb VINAVIL, op. Oscar

Per la delizia di tutti gli appassionati d'OLD CB, e del mondo Cibiotico, questo mese descrivo un baracchino degli anni 1974/75, piccolo nero innovativo, non economico, per alcuni bruttino, HI.

Ricordo che le attuali disposizioni ministeriali non permettono l'uso di questo modello, per cui, consideratelo solo come oggetto da collezione, oppure come ricordo di un periodo meraviglioso della banda del cittadino, con i suoi mitici baracchini.

La Kanda Tsushin Kogyo, col Pony CB-78, è uscita dalla solita costruzione piuttosto ingombrante, e pesante, che era lo standard generale di tutti, in quel periodo, con un modello da barra mobile, a ventitré canali, una costruzione compatta, e alleggerita, i due gusci di protezione del baracchino, sono in plastica. Un altro radiotelefono uguale in tuttto, è il Tenko modello CB-78, altro radiotelefono, ma uguale solo come circuito elettrico, è il Midland modello 13-862, questa descrizione vale doppio HI. Ricordo per i più giovani, beati loro che il baracchino in quel periodo era chiamato radiotelefono. Il Pony CB-78 è un baracchino per utilizzo in barra mobile, le sue caratteristiche sono, il ricevitore del tipo supereterodina a doppia conversione, la prima da 10.595 a 10.635 MHz, la seconda a 455KHz. Con oscillatori di trasmissione e ricezione, controllatati al quarzo, ventitre canali, ancora per poco HI, in ampiezza modulata, commercializzato dalla NOVEL di Milano. Le condizioni esterne sono ottime, cosi il funzionamento, è completo di staffa. Un grazie a I2TUG op. Giovanni, per il manuale originale in

ottime condizioni, grazie a I4JLF op. Franco per il microfono. Le dimensioni in mm sono; l 130, h 45 (sotto sono state create due appendici, da cm 1, una per il disco della numerazione dei canali, l'altra per l'altoparlante, l'altezza totale effettiva è mm 55), p 225; peso 880 grammi di aggressività tirata allo spasimo, solo per quest'occasione, hi.

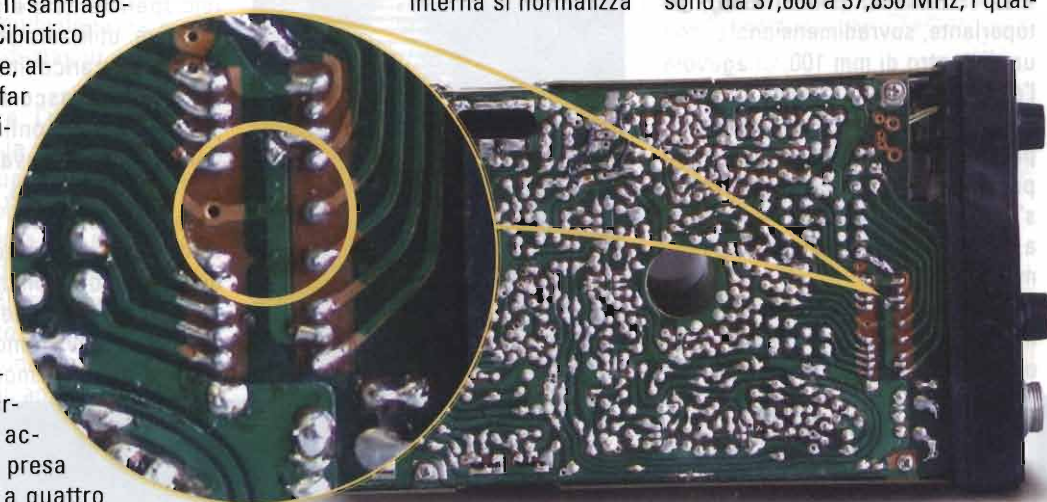
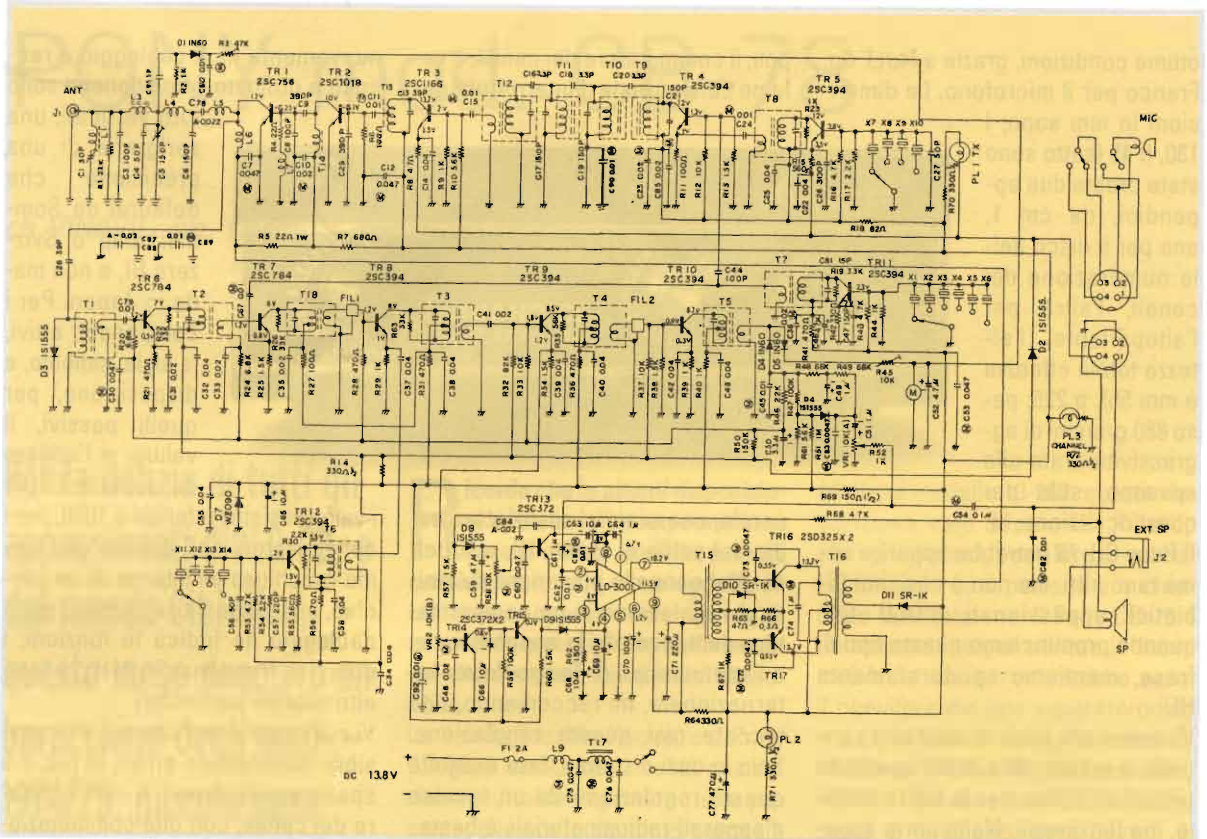
Il Pony CB-78 potrebbe apparire come tanti altri, ma non è così, noi Cibiotici appassionati d'OLD CB, quando pronunciamo questo tipo di frase, mentiamo spudoratamente HI.

Vediamo ora cosa ci riserva il pannello frontale, di questo spartano piccolino, tipico per la barra mobile, ma funzionale. Nella parte superiore, centrale, le due finestre rettangolari, una per il canale utilizzato, l'altra, per la lettura del segnale, ricevuto o trasmesso, lettura, si fa per dire, perchè, se non si utilizza una lente d'ingrandimento, non si legge niente. Lo strumento non è così piccolo come la finestra, le due indicazioni sono illuminate da una luce verde chiara, per ultimo, la spia luminosa di trasmissione, di colore rosso. Il santiagometro, per un Cibiotico è fondamentale, altrimenti deve far uso di controllini generici, del tipo, "ti ricevo con una radio Montecarlo, e un santiago del Cile". Sotto, contornati da una cornice di colore acciaio lucido, la presa del michelino a quattro poli, il commutatore dei canali, il volume con funzione d'interruttore generale, coassiale al silenziatore audio del soffio di fondo, HI, o squelch. Nel pannello posteriore da sinistra: regolazione di un compensatore ceramico per la soppressione, o l'attenuazione di Tango-Valzer-Internazionale, mi raccomando, non toccate mai questa regolazione. Solo in casi disperati, fate eseguire questa regolazione da un tecnico d'apparati radioamatoriali, e basta.

Segue la presa SO 239, la presa del tipo jack dal Ø di mm 3,5 per altoparlante esterno, il cavo d'alimentazione per tensione continua. Via le quattro viti, e le due protezioni esterne, l'interno è quasi perfetto, le prime cose che non vedo, è il relè di commutazione, ed il transistor amplificatore finale di trasmissione, ma poi convengo che la commutazione è a diodi, e la mia pressione interna si normalizza nuovamente hi. Il cablaggio è raccolto e ordinato, i componenti sono tutti verticali, una serigrafia di una precisione che definirei da Sommerkamp o Svizzera HI, e non made in Japan. Per i componenti attivi, la sigla, simbolo, e disposizione, per quelli passivi, il valore, e l'utilizzo del simbolo Ω per i valori resistivi inferiori a 1000, per i condensatori il pF, oppure una emme racchiusa all'interno di un cerchio, indicando il tipo in milar, per il cablaggio ne indica le funzioni, i quarzi la frequenza in MHz, e tanti altri svariati particolari.

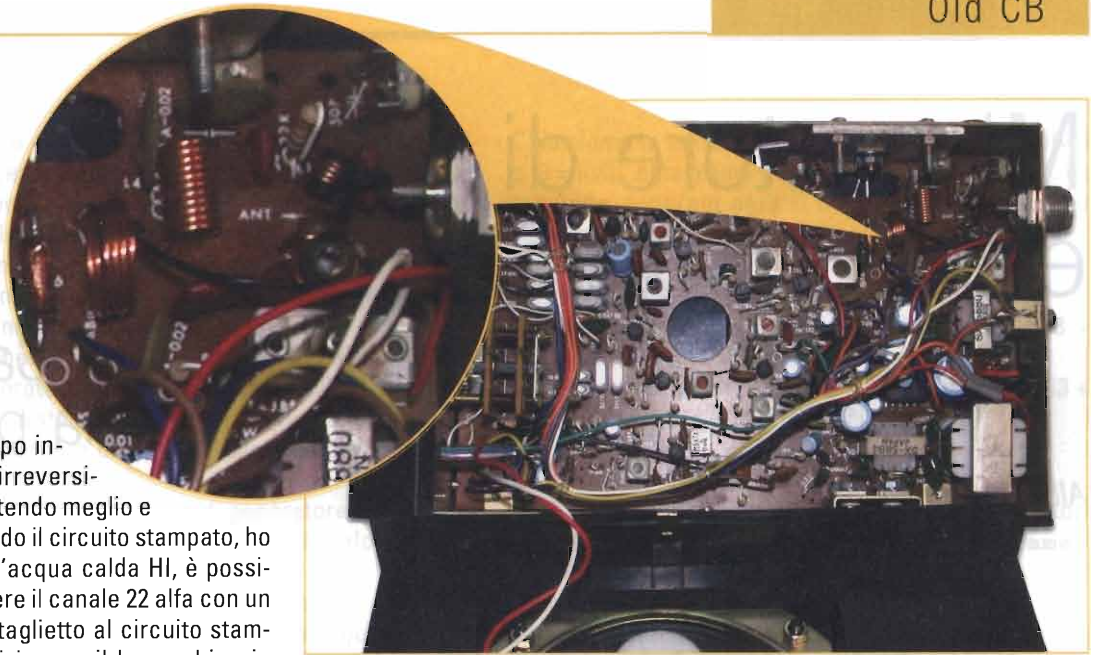
Vi posso garantire che qui, è impossibile commettere errori, in più, c'è spazio per lavorarci. Il commutatore dei canali, con una commutazione scorrevole, ed è formato da due guancette di bachelite per circuito stampato, su cui sono disegnate le piste dei vari collegamenti, agli ancoraggi d'ottone, che sono fissati con ribattini, alle varie piste di collegamenti, e stagnati al circuito stampato.

I quattordici quarzi, sono stagnati direttamente al circuito stampato, i sei valori, per l'oscillatore comune, sono da 37,600 a 37,850 MHz, i quat-

tro valori, per l'oscillatore di ricezione, sono da 10,140-10,160-10,170-10,180, i quattro valori per l'oscillatore di trasmissione, sono da10,595-10,615-10,625-10,635, per generare le 23 frequenze previste dalla normativa americana della F.C.C. (ufficio centrale delle comunicazioni). L'OLD CB Pony CB-78 benché mancante del finale di trasmissione, in ricezione funziona a meraviglia, ed è sufficientemente silenzioso, l'altoparlante, sovradimensionato, con un diametro di mm 100, ci agevola l'ascolto in barra mobile. Solo con segnali di notevole potenza, ma soprattutto, è l'utilizzo di microfoni preamplificati, che il baracchino s'inginocchia, nei canali adiacenti, a quello utilizzato, situazione normalissima.

Il Pony CB-78 si difende ancora bene, senza sfigurare con i baracchini odierni, anche dopo trenta anni. Ed è proprio la mancanza del transistor finale di trasmissione che mi ha fatto venire strani pensieri, o ricordi della mia giovinezza passata, non al pomodoro HI, ma, quando ero garzone di bottega del gruppo **A.S.M.A.** (Associazione Smanettoni Modifica Apparati). Ed ora ben attrezzati di martello, scalpello, sega, fiamma ossidrica e occhio ai manometri, diamo inizio alla tortura dell'OLD CB HI.

Eseguire, ed utilizzare questa modifica, s'incorre nelle sanzioni del Codice Postale, è eseguibile solo a titolo sperimentale e personale: per le prove, utilizzare solo ed esclusivamente il carico fittizio.

Dopo aver trascorso un'oretta a pensare come ponticellare il commutatore, per ricavare il canale 22 alfa mi sono arreso, anche perché avrei dovuto creare un nuovo contatto nel commutatore dei quarzi dell'oscillatore comune, e interrompere una pista delle guancette. In pratica dovevo smontare tutto il commutatore, la modifica sarebbe

CB-78

stata troppo invasiva, e irreversibile. Riflettendo meglio e controllando il circuito stampato, ho scoperto l'acqua calda HI, è possibile ottenere il canale 22 alfa con un semplice taglietto al circuito stampato. Posizionare il baracchino in modo da avere i comandi davanti a se, e dal lato del circuito stampato, in direzione del commutatore, individuate le due file parallele di contatti del commutatore.
Con una lama ben affilata, tagliare la terza stagnatura da destra, della prima fila, dei contatti paralleli del commutatore, quella più vicina al frontalino, appartenente alla guancietta dei contatti dei quarzi dell'oscillatore comune, o master, la foto indica con più precisione la pista da interrompere. L'interruzione, che vedete nella foto, è esagerata, 1mm, l'ho evidenziata solo perché sia ben visibile, l'interruzione eseguita con una lametta è sufficiente, in futuro, si potrà riportare com'era in origine, lasciando depositare una piccola goccia di stagno, nell'interruzione.
Per completare l'informazione, i contatti della fila superiore appartengono alla guancetta per l'oscillatore di ricezione a sinistra, di trasmissione a destra. Ora passiamo al montaggio e adattamento del transistor finale di trasmissione, un 2SC1969, isolato dal telaio con mica, in sostituzione dello strausato da tutti, in quegli anni, il 2SC756. Ricercando la massima tensione in uscita, prima si regola C5, poi L3, le regolazioni devono essere accurate, in particolare L3, che deve essere eseguita, con micrometrica precisione, altrimenti la radio e poi frequenza HI, non esce da dentro il baracchino. Come sempre, aiutato dal cb Batman op. Renzo, ho notato un lieve miglioramento generale in trasmissione, quando ho inserito degli spessori di mm1, di materiale isolante tra le spire di L5.
A regolazione ultimata sono riuscito a raggiungere 8,73 watt, non ho possibilità di controllare il livello di modulazione, e quindi il circuito integrato siglato LD3001, utilizzato come preamplificatore microfonico, seguito dal trasformatore interstadio, dai due transistor collegati in controfase, e per ultimo dal trasformatore di modulazione. Ad orecchio del Batman carichiamo bene il collettore del transistor finale di trasmissione.
Del Pony CB-78 ho due diversi schemi elettrici, le differenze sono solo in alcuni dei transistor utilizzati, presumo che sia un'altra versione, questo pubblicato è uguale al baracchino presentato. Termino con una informazione, che può essere utile a noi appassionati di Old CB, via bassa, con il cibi Claudio, di Roma, mi sono fatto una bella scorpacciata di vecchi ricordi, ed abbiamo constatato che lo Zodiac modello 5012 è uguale al modello M5012. L'unica differenza sostanziale è che il modello M5012 utilizza quarzi con frequenze standard, quindi evoluzione del primo modello 5012, che utilizzava quarzi di costruzione dedicata, solo ad alcuni modelli del marchio Zodiac, nel periodo tra gli anni 1970-73.

73 a tutti, un 88 al cubo alle XYL da Vinavil op. Oscar K.

oscar.olivieri@elflash.com

cb VINAVIL op, Oscar: CB di primo pelo HI, iscritto alla Ass. CB Guglielmo Marconi di Bologna da sempre.

Misuratore di campo elettromagnetico

con Micro Cap 7 nona parte

Alberto Bagnasco

In questa puntata diamo una scorsa ai generatori pilotati che spesso sono utilizzati nella modellizzazione dei circuiti integrati, in quanto consentono di descrivere un comportamento non lineare, approssimandolo con un polinomio di ordine qualunque, definito dall'utente. Non manca poi la sezione dedicata al misuratore di campi elettromagnetici.

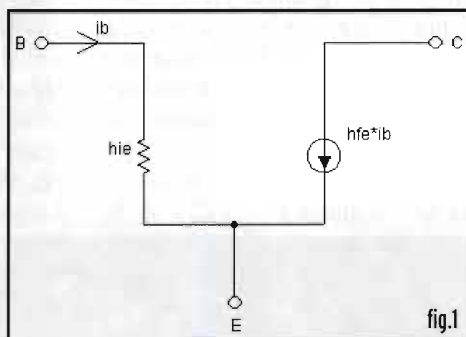
Generatori pilotati

Abbiamo già visto in passato i principali generatori di tensione e di corrente. Non ci siamo però soffermati sui generatori dipendenti, cioè la cui tensione (o corrente) di uscita dipende dalla tensione (o dalla corrente) presente in un altro punto del circuito. I più semplici si trovano nel menù `Component -> Analog Primitives -> Dependent Sources` e sono, in totale otto. Vediamo l'utilizzo dei primi quattro:

IofI: Generatore di corrente pilotato da una corrente
IofV: Generatore di corrente pilotato da una tensione
VofI: Generatore di tensione pilotato da una corrente
VofV: Generatore di tensione pilotato da una tensione

Tutti questi componenti sono composti da un misuratore ed un generatore. Il misuratore di tensione è costituito da due pallini (i punti a cui applicare la tensione di controllo) mentre quello di corrente da una barretta, nella quale deve essere fatta scorrere la corrente di controllo. Per capire meglio come si possano applicare praticamente prendiamo il modello a parametri h del transistor bipolare emettitore comune, semplificato al massimo (figura1):

fig.1

Il generatore uscita produce una corrente che dipende dal valore della corrente in ingresso (ib). E' la nota relazione **ic = hFE*ib**. Per

"trascrivere" questo modello in microcap facciamo ricorso al generatore IofI.
La resistenza R1 rappresenta hie, mentre il valore inserito nella casella "VALUE" del generatore IofI è l'hFE (o beta che dir si voglia). Le restanti quattro sorgenti consentono di effettuare delle operazioni polinomiali tra più generatori di uno stesso tipo.
EVofV: Generatore di tensione pilotato da N tensioni
FIofI: Generatore di corrente pilotato da N correnti
GIofV: Generatore di corrente pilotato da N tensioni
HVofI: Generatore di tensione pilotato da N correnti

Una volta selezionato il tipo di generatore che si desidera utilizzare, al solito comparirà il dialog box nel quale inserire i parametri.
Nella casella "VALUE" bisognerà inserire la parola chiave POLY e tra parantesi il numero di generatori di controllo. Di seguito poi andranno riportati i nodi di comando ed i vari parametri.
Nel riportare i punti di controllo c'è differenza tra generatori pilotati in tensione e generatori pilotati in corrente. I primi richiedono, per ciascun controllo, il nome di due punti tra cui misurare la tensione, mentre per gli altri occorre riportare il nome di un generatore sul quale deve essere misurata la corrente. Quindi volendo utilizzare un generatore di tensione pilotato dalle tensioni presenti tra i nodi (a,b) e (x,y) si dovrà scrivere:

```
POLY(2) a b x y <parametri>
```

se si vuole specificare come nodo la massa, basterà scrivere 0 (zero) al posto del nome di quel nodo.
Se volessi invece geneare una tensione a partire da due correnti dovrei scrivere:

```
POLY(2) v1 v2 <parametri>
```

dove "v1" e "v2" sono due generatori che ho appositamente inserito nel circuito, sui rami dei quali voglio misurare le correnti.
Attravero i parametri vengono specificate le operazioni da compiere sulle tensioni (o sulle correnti) misurate. Il numero dei parametri è variabile ed il significato dipende dal numero di generatori che si utilizzano per il controllo. Facciamo il caso di un generatore di tensione pilotato in corrente. Tutti gli altri casi sono identici a questo, sostituendo opportunamente la parola "tensione" con la parola "corrente" e viceversa.
La regola generale è complessa da descrivere, ma è piuttosto semplice comprenderla se si parte da un esempio dove abbiamo solamente tre generatori di controllo:

```
POLY(3) v1 v2 v3 <parametri>
```

Chiamiamo le correnti nei tre rami i1 = i(v1), i2 = i(v2) e i3 = i(v3); chiamiamo poi i parametri p0 p1 p2 ...... La tensione generata sarà il risultato della seguente somma:
Offset: p0 +
Termini lineari: p1*i1 + p2*i2 + p3*i3 +
Termini quadratici: p4*i1^2 + p5*i1*i2 + p6*i1*i3 + +p7*i2^2 + p8*i2*i3 + p9*i3^2 +
Termini cubici: p10*i1^3 + p11*i1^2*i2 + p12*i1^2*i3 + +p13*i2^3 + p14*i2^2*i1 +p15*i2^2*i3 + p15*i3^3

e così via...
se invece avessimo avuto solamente due generatori di controllo, quindi `POLY(2) v1 v2 <parametri>`, la tensione di uscita sarebbe stata:
Offset: p0 +
Termini lineari: p1*i1 + p2*i2
Termini quadratici: p3*i1^2 + p4*i1*i2 + p5*i2^2
Termini cubici: p6*i1^3+p7*i1^2*i2+p8*i2^2*i1+ p9*i2^3

Ovviamente i termini non utilizzati vanno eliminati semplicemente ponendo il relativo parametro a zero.
ATTENZIONE: _se si vuole inserire, per qualche motivo, solamente un offset è comunque necessario mettere a zero i termini lineari._
Facciamo un esempio pratico per capire meglio. Rimanendo sempre in tema di semiconduttori, è noto che la corrente di drain di un mosfet, quando Vds < (Vgs-VTO) è data dall'espressione:

```
Id = K*[2*(Vgs-VTO)*Vds-Vds^2]
```

Dove VTO è la tensione di "pinch-off" ed è definita sui data sheet del componente, la costante K è anch'essa deducibile dai data-sheet ma il procedimento è un tantino elaborato, per ora non ce ne preoccupiamo.
Vediamo come si può modellare questa porzione di curva del mosfet ricorrendo ad uno dei generatori appena descritti.
Quel che occorre è il generatore di corrente pilotato in tensione, quindi GIofV.
Le tensioni di controllo sono due: Vgs e Vds in quanto VTO è costante e dipende solo dal componente.
Per trovare i coefficienti espandiamo un pò l'espressione che diventa:

```
Id = K*[2*Vgs*Vds-2*VTO*Vds-Vds^2]
```

La stringa da inserire in "VALUE", dopo aver però sostituito VTO e K con i valori numerici (al solito è possibile anche definire una variabile K con ".define" e poi usare quella variabile nella stringa), nominando "G", "D" e "S" i nodi facenti logicamente capo al gate, al drain ed al source del componente, è

mostrata in figura 2:

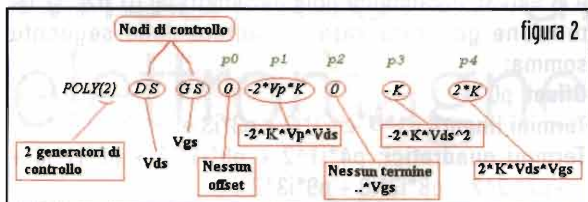
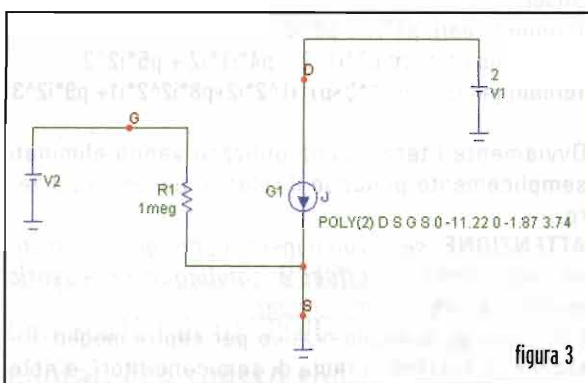



figura 2

Se per esempio K = 1.87 e VTO = 3V avremo la stringa completamente numerica:

```
POLY(2) D S G S 0 -11.22 0 -1.87 3.74
```

Immaginando che il mosfet abbia una resistenza di ingresso di 1 MOhm, possiamo disegnare il seguente circuito (figura3):

figura 3

Eseguiamo poi la simulazione DC facendo variare la tensione di V2, avendo l'accortezza che risulti sempre maggiore di V1+VTO (cioè 5 V), altrimenti la formula non è più valida.

Con questo tipo di generatori abbiamo terminato. Ne esistono molti altri, sempre facenti parte della categoria "pilotati", ma non mi pare il caso di dilungarsi eccessivamente.

Misuratore di campi elettromagnetici

Nella scorsa puntata è stato pubblicato il circuito completo dello strumento. Purtroppo si sono verificati due problemi: il primo è che la figura è un pò troppo piccola ed il secondo è che mi è sfuggito un errore.

Questo consiste nell'aver posizionato l'integratore in fondo alla catena di amplificazione. E' chiaro che così facendo un segnale, al di fuori della banda di frequenze di interesse, di ampio livello causa la saturazione degli stadi a monte dell'integratore non consentendo più alcuna misura.

Lo schema corretto deve prevedere un amplificatore di testa (a bassa cifra di rumore) seguito dall'integratore e quindi dai successivi stadi di guadagno. Lo schema corretto è mostrato in figura 4.

Per evitare di generare ulteriore confusione non ho rinominato i componenti, per cui la lista materiali, che per completezza riporto, non cambia rispetto a quella precedente. Chiaramente mi scuso con tutti i lettori per questo disguido. L'aspetto sul quale mi vorrei focalizzare ora è la calibrazione. Anche se è possibile stimare quale sia il comportamento del circuito con diversi valori del campo è evidente che una certa precisione (che dovrebbe aggirasi intorno al 10% se le cose sono state eseguite con cura) è ottenibile solo dopo aver calibrato l'apparecchio.

Questa fase si realizza scollegando la bobina captatrice ed applicando un segnale sinusoidale direttamente all'ingresso dello strumento.

La sensibilità è tale che lo scostamento di 100 µA (cioè il fondo scala dello strumentino) si ottiene applicando circa 230 µV efficaci alla frequenza di 50Hz. E' importante che la frequenza sia corretta. Come potete vedere la tensione da iniettare è piuttosto bassa, dunque per utilizzare un normale generatore è bene realizzare un opportuno partitore.

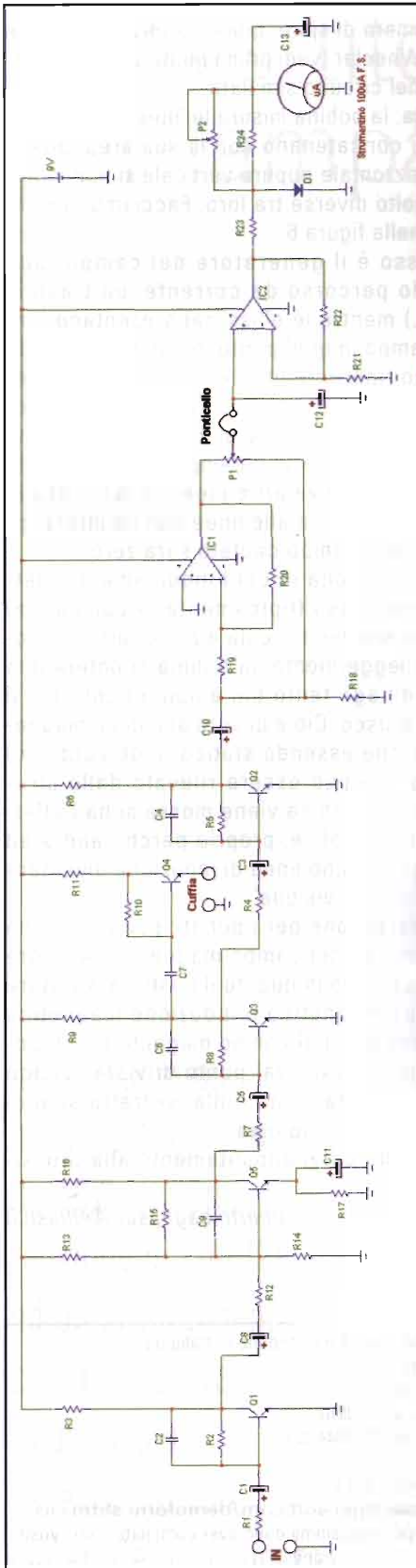
Si possono ottenere buoni risultati facendo ricorso ad un trasformatore, autocostruito, con un primario e due secondari. Gli avvolgimenti devono essere effettuati su nucleo toroidale in modo che l'accoppiamento sia stretto e non vi sia una eccessiva dispersione del flusso. Uno spezzone di filo di rame smaltato, intorno al mezzo millimetro di diametro, andrà benissimo.

Sotto queste condizioni la tensione in uscita al secondario sarà determinata dal rapporto spire tra questi ed il primario. Il terzo avvolgimento servirà per il collegamento con un oscilloscopio che consentirà il monitoraggio della tensione che stiamo inviando al misuratore.

Se per esempio realizziamo il seguente trasformatore:

- Primario 20 spire
- Secondario 1 spira
- Secondario monitor 20 spire

la misura sull'oscilloscopio avrà un'ampiezza esattamente 20 volte più grande di quella presente al connettore dello strumento. Ovviamente è bene fare qualche prova prima, a diverse frequenze, per verificare il rapporto di trasformazione esatto che terrà conto anche delle eventuali perdite.

Se i valori misurati non si discostano molto dal teorico 20, per applicare i 230 µV richiesti dovremo leggere 4.6 mV efficaci che corrispondono a 13 mV picco-picco. Sul secondario di misura potremo applicare un condensatore di filtraggio del valore di qualche centinaio di nF, in modo da ot-

DISTINTA COMPONENTI

R1, R4, R7 = 1.8 kΩ 1/4W
R2, R5, R8, R13 = 100 kΩ 1/4W
R3, R6, R9, R11, R17, R24 = 1 kΩ 1/4W
R10, R12, R14, R16,
R18, R19, R20, R22 = 10 kΩ 1/4W
R15 = 68 kΩ 1/4W
R21 = 3.3 kΩ 1/4W
R23 = 100Ω 1/4W
P1, P2 = 5 kΩ multigiro
C1, C3, C5, C8, C12 = 100 µF 16V el.
C2, C4, C6 = 220 pF
C7 = 10 nF
C9 = 470 nF
C10, C11 = 10 µF 16V el.
C13 = 1 µF 16V el.
D1 = 1N4148
Q4, Q3, Q5 = 2N2222A
Q1, Q2 = BC109C
IC1, IC2 = LM358

fig.4

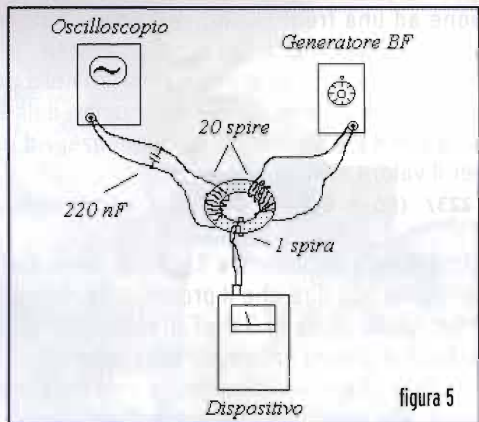



figura 5

tenere una traccia più pulita. Ovviamente andrà verificato che questo componente non comporti una riduzione dell'ampiezza del segnale, specie alle frequenze più alte (cioè a 5kHz) Il *banco* da realizzare è mostrato in figura 5.
Prima di tutto andrà eseguita la procedura di bilanciamento del raddrizzatore, come descritto la scorsa puntata, cioè andrà eliminato il ponticello e dopo aver iniettato un segnale di ampiezza inferiore a quella di saturazione (i 230 µV di cui sopra) andrà regolato POT1 fino a che non si otterrà sul piedino centrale del trimmer una forma d'onda perfetta.
A questo punto, naturalmente dopo aver richiuso il ponticello, si andrà a vedere per diverse frequenze, qual'è la tensione che porta il microamperomentro a fondo scala. Quello che ho ottenuto è:

f (Hz)	V oscil. picco-picco	V strum. efficace
50	12	0.223
100	25.5	0.434
200	52	0.827
500	132	2.213
1000	280	4.773
2000	580	9.783
3000	880	14.404
3500	1000	16.638

La tensione efficace sullo strumento è data dalla tensione picco-picco sull'oscilloscopio divisa per 20 (rapporto di trasformazione) e divisa ancora per 2.8 (per passare da p-p ad efficace) il tutto in millivolt.
La sensibilità complessiva dipende ora dalla bobina. Abbiamo già visto che il rapporto tra la tensione di uscita di una bobina, composta da N spire avvolte su un raggio R, ed il campo magnetico B alla frequenza f, è data da: $V = 19.7*B*N*R^2$
La bobina che ho usato io (per i dettagli costruttivi vedi la puntata 7) genera 6.6 µV sottoposta ad un campo di 1 µT alla frequenza di 1 Hz. Per sapere la tensione ad una frequenza diversa sarà sufficiente moltiplicare 6.6 per la frequenza di interesse.
Quindi il campo relativo ai valori riportati nella precedente tabella si ottiene dividendo i numeri dell'ultima colonna per 6.6 e quindi per la frequenza. Ad esempio per il valore a 50 Hz abbiamo:

$B = 223/ (50 * 6.6) = 0.7$ µT (valore efficace)

Questo valore è abbastanza costante per tutte le righe, quindi si può dire che il prototipo da me realizzato ha un fondo scala di 0.7 µT. Ovviamente se cambiassi bobina questo valore sarebbe diverso.
E' da notare che avendo calibrato solo l'elettronica, per trovare la sensibilià con una bobina diversa sarà sufficiente conoscerne la geometria.
La bobina potrà anche essere realizzata su bastoncino di ferrite. In questo caso è necessario conoscere anche la permeabilità magnetica relativa (µr che è sempre maggiore di 1) del materiale usato per determinare la tensione corrispondente ad un determinato campo magnetico. In pratica, il valore calcolato con la formula fornita in precedenza andrà moltiplicato proprio per µr (che per l'aria vale 1). Per quanto riguarda il valore dell'induttanza corrispondente, da inserire nelle simulazioni, occorrerà sapere il parametro chiamato Al che fornisce il valore di induttanza a partire dal numero di spire; questo andrà a sostituire la formula di Wheeler (vedi prima puntata) attualmente impiegata nel circuito simulato.

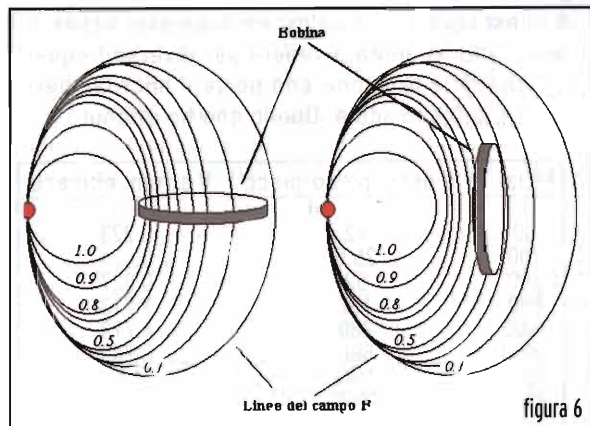
Bobina

1.0 0.9 0.8 0.5 0.1

Linee del campo F

figura 6

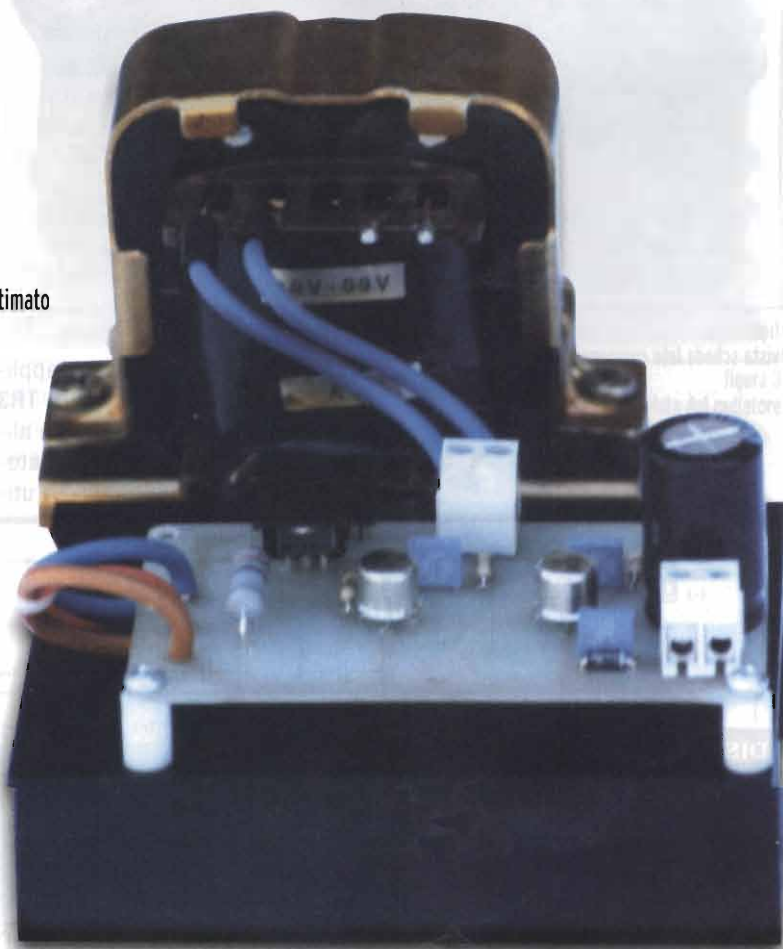
Un'ultima cosa: la bobina misura le linee di flusso del campo che si concatenano con la sua area, quindi mettendola orizzontale oppure verticale si hanno letture anche molto diverse tra loro. Facciamo l'esempio riportato nella figura 6.
Il pallino rosso è il generatore del campo (può essere un filo percorso da corrente, un trasformatore, ecc.) mentre le ellissi rappresentano l'intensità del campo in quel punto, nel nostro caso da 1 a 0.1 (non ho riportato tutti i valori per non rendere troppo confuso il disegno). Dove la bobina è posta perpendicolare alle linee di induzione, vediamo che ne interseca 8 per cui il campo captato sarà la somma di quegli otto valori e cioè 4.4. Nel caso in cui la bobina è parallela alle linee non ne interseca alcuna pertanto il campo captato sarà zero.
Se andate in una zona in cui l'inquinamento elettromagnetico è basso (tipicamente in campagna) vedrete che lo strumento resta a zero. Tuttavia ruotando, anche leggermente, la bobina si noterà una deviazione dell'ago tanto più ampia quanto più il movimento è brusco. Ciò è dovuto al campo magnetico terrestre che essendo statico (cioè continuo) normalmente non può essere rilevato dallo strumento. Se però la bobina viene mossa si ha l'effetto di un campo variabile, proprio perchè andrà ad intersecare più o meno linee di induzione diventando, di conseguenza,"visibile" .
Un'ultima precisazione per i puristi: poco sopra ho parlato di intensità del campo magnetico. A rigore non sarebbe corretto in quanto il nostro misuratore rileva il campo magnetico o induzione magnetica B, mentre l'intensità del campo magnetico è H, cosa un pochino diversa. Dal punto di vista pratico non cambia assolutamente nulla, si tratta solo di una questione di terminologia.
Non mi resta che darvi appuntamento alla prossima uscita.

alberto.bagnasco@elflash.it

Il software **Micro Cap 7** è distribuito in Italia da:
CAD ITALIA Srl,
via E. de Nicola, 4c
20037 Paderno Dugnano (MI)
tel. 02.99044.312 fax 02.99044.322

È possibile scaricare dal sito:
http://www.spectrum-soft.com/demoform.shtm una evaluation copy del programma dopo aver compilato, con i vostri dati, un modulo di registrazione

Convertitore per lampade fluorescenti

Marco Lento

figura 1: il progetto ultimato

Accendiamo un normale tubo al neon da 40W con una tensione di soli 12V ed un assorbimento che non supera i due amper assemblato con materiale di recupero

Sebbene sia possibile accendere tubi fluorescenti da 40W con 12V realizzando un inverter ad onda quadra funzionante a 50Hz, questa soluzione appare poco conveniente; il basso rendimento tipico di questi dispositivi finirebbe per scaricare rapidamente anche una grossa batteria per automobili. Meglio quindi realizzare il dispositivo qui proposto che sfrutta la caratteristica dei neon di illuminarsi istantaneamente quando si applica ai catodi una tensione di 600-1000V con una frequenza dell'ordine delle migliaia di Hz; tale alimentazione consente di fare a meno degli accessori indispensabili per l'accensione a 220V-50Hz (starter, reattore) rendendo inutile il riscaldamento dei filamenti posti all'estremità della lampada facenti anche funzione di catodi.

Il convertitore

Si tratta di un circuito elevatore di tensione composto da 4 transistori. TR1 e TR2 formano un multivibratore astabile che genera onde quadre alla frequenza di circa 6 KHz;

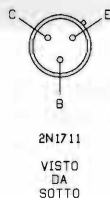
figura 2
vista scheda lato componenti

questo treno di impulsi viene applicato allo stadio amplificatore TR3 utile a pilotare il finale TR4 che alimenta T1, un normale trasformatore 220V con secondario 9V-2A utilizzato alla rovescia; questo componente, sicuramente avvolto per il funzionamento a 50 Hz, conserva ancora con 6 KHz un discreto rendimento fornendo in uscita una tensione a vuoto dell'ordine dei 600V che scendono a circa 300V subito dopo l'innesco della lampada.
Completano il circuito D1 che protegge TR4 dalle extra-tensioni negative provenienti dal primario del trasformatore e D2 che salva l'intero modulo da accidentali inversioni di polarità sull'alimentazione.

Costruzione ed utilizzo

Come è consuetudine per le mie realizzazioni, tutti i componenti necessari alla costruzione di questo convertitore sono di facile reperibilità. Al fine di ottenere un assieme compatto, il circuito stampato è stato fissato sul dissipatore del finale TR4 tramite viti autofilettanti e distanziatori in

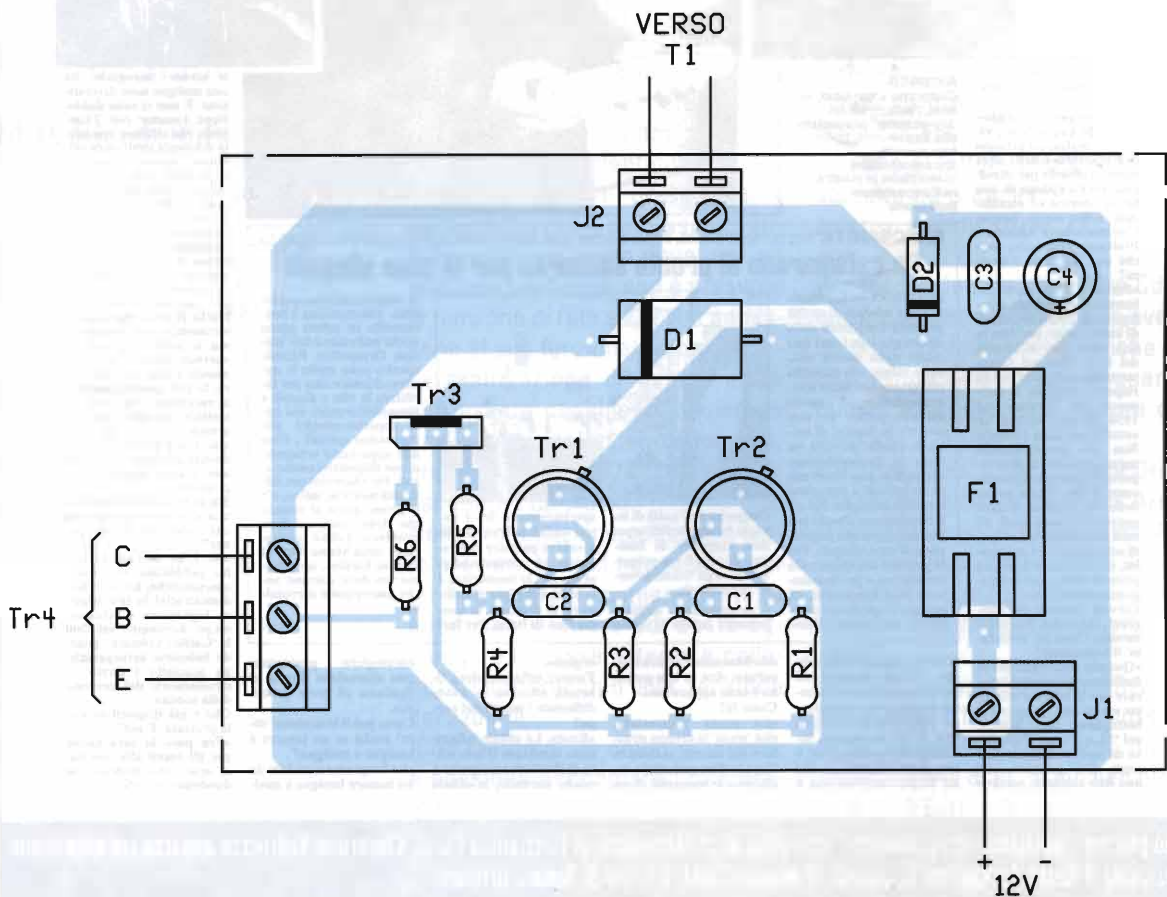
DISTINTA COMPONENTI

R1 = 470Ω 1/4W
R2 = 1500Ω 1/4W
R3 = 1500Ω 1/4W
R4 = 470Ω 1/4W
R5 = 470Ω 1/4W
R6 = 22Ω 2W
C1 = 100nF 50V
C2 = 100nF 50V
C3 = 100nF 50V
C4 = 2.200µF 25V
TR1 = 2N1711
TR2 = 2N1711
TR3 = BD139
TR4 = 2N3055
D1 = P600K (600V-6A)
D2 = 1N4007
F1 = fusibile 3,5
T1 = tras. 9V - 2A - 20VA

plastica, mentre una piccola aletta di raffreddamento è stata applicata anche sul pilota TR3. Il trasformatore visibile in foto è del tipo con nucleo a C ma, da prove condotte, qualsiasi modello lamellare o toroidale ben si adatta allo scopo. Considerato il funzionamento ad alta tensione, conviene racchiudere la lampada all'interno di una plafoniera in plastica facilmente reperibile in commercio, ottenendo anche una migliore diffusione della luce. I catodi del tubo fluorescente devono essere alimentati tramite due distinti fili anche di modesta sezione mentre ricordo di porre a monte del cordone di alimentazione un fusibile da 3,5A. Poiché non necessita di tarature, il funzionamento del convertitore, accompagnato da un acuto sibilo proveniente dal trasformatore, deve essere immediato; l'assorbimento complessivo, col trasformatore consigliato, non supera i 2A.

Alla prossima.

marco.lento@elflash.it

figura 3
vista del radiatore

Giovedì 13 maggio 2004 **EMILIA-ROMAGNA PRIMO PIANO** il Resto del Carlino 3

INVENZIONI A Exposanità la prima sonda biologica che 'scannerizza' l'interno del corpo umano anche attraverso gli abiti

L'uomo che 'vede' i tumori

di Renata Ortolani

L'apparecchio rischia di mandare in soffitta la Tac e le biopsie L'ha creato un fisico che vive a Bologna «Ma per studiare ho dovuto 'emigrare' negli Stati Uniti»

Utilizza frequenze capaci di leggere la diversa struttura dei tessuti indicando quelli ammalati «Che fatica trovare qualcuno disposto a comprare il brevetto»

BOLOGNA — Se il paziente indossa i jeans (tessuto compatto) deve toglierseli. Ma se invece indossa gonna o pantaloni di stoffa normale non deve neppure spogliarsi. La prima sonda biologica 'vede' anche attraverso gli abiti. Passando per pochi minuti il piccolo cilindro (lungo come un avambraccio) sopra l'organo o gli organi 'sospetti' si vede subito su un display se ci sono in giro infiammazioni, fibromi, tumori benigni o maligni. L'inventore del bioscanner, che Alenia Difesa, ora 'Galileo Avionica'(Finmeccanica) produce e vende con il nome di Trimprob in tutto il mondo, è un italiano. Anzi, un quasi-bolognese, visto che Clarbruno Vedruccio, 48 anni, leccese di nascita, laureato in fisica e in ingegneria elettronica a Los Angeles, vive con la moglie in un Comune dell'hinterland.

La sua scoperta (Padiglione 20 di Exposanità), rischia di scalzare il primato dell'ecografia e delle altre indagini cliniche per immagini. Ed è l'epilogo di una storia comune ed eccezionale nello stesso tempo. Una storia tutta italiana.

Professor Vedruccio, perché due lauree in America?

«Perché quando stavo per laurearmi in geologia a Bologna, negli anni '80, chiesi di imbarcarmi, per fare la tesi, sulle navi di ricerca del Cnr. 'Non sei raccomandato, non puoi', mi fu risposto, 'dedicati ai sedimenti del Tirreno nel 1954'. Io sono figlio di un sottufficiale della Finanza. Non ero raccomandato, ma non mi andava di occuparmi di cose che riguardavano il '54, l'anno prima della mia nascita. Volevo guardare avanti. Così mi misi a lavorare, feci un po' di soldi e andai a LosAngeles, dove mi sono laureato prima in fisica e poi in ingegneria elettronica».

Cervelli costretti ad emigrare, insomma. Ma poi è tornato. Come ha 'inventato' il bioscanner?

«Quando sono rientrato in Italia ho cominciato a lavorare per la Marina militare: ero su una spiaggia del battaglione San Marco, nel '92, e con un dispositivo ad onde localizzate coerenti, cioè generate con una fase costante, cercavo le mine piazzate nella sabbia. Alcuni elementi mi portarono a riflettere su come quelle onde interagivano con i tessuti biologici. Con il corpo umano, insomma. Cominciai i test e ora, dopo 12 anni, so che nel 96 per cento dei casi il mio bioscanner centra il risultato: dice se una persona è sana oppure no».

Come fa?

«La sonda scannerizza, cioè 'sente' la diversa struttura del tessuto, mentre la Tac e le altre metodiche realizzano le immagini di un organo».

Tumori, infiammazioni, fibromi, alterano in modo differente i tessuti del corpo?

«Esatto. Le cellule infiammate cambiano il loro stato di idratazione rispetto a quello normale; le cellule oncologiche presentano una alterazione dovuta al richiamo di certe proteine».

Come può il bioscanner 'dire' anche se un tumore è benigno o maligno?

«Le frequenze assorbite da un tumore benigno e quelle invece 'mangiate' da uno maligno sono diversissime. E non ci sono dubbi. Dopo l'esame con Trimprob, che effettua una sorta di biopsia elettronica evitando l'ago vero e proprio, se ci sono problemi i test classici vanno fatti. Ma solo se ci sono problemi».

Le onde del bioscanner sono innocue?

«Assolutamente sì».

Come si sente uno ha inventato un'apparecchio del genere?

«E' terribile: tutto a un tratto ti trovi con questo strumento che funziona, ma ti senti male perché vorresti dirlo a tutto il mondo e non sai come fare. In più, quando cominci a raccontare, la gente è scettica. La difficoltà più grande che io e mia moglie, Carla Ricci, abbiamo dovuto affrontare in questi anni è stata proprio farla produrre».

Sta dicendo che ha fatto fatica a trovare un'azienda che 'adottasse' il bioscanner?

«Sì. L'ho brevettato, poi ho pubblicato su riviste specialistiche, ho fatto test dimostrativi in televisione in Inghilterra e relazioni un po' dovunque. Nel 2000 la 'Galileo Avionica', grande industria aerospaziale, ha acquisito i diritti di sfruttamento del brevetto della sonda».

Che è già disponibile per la prostata. E poi?

«Fra poco lo sarà anche per gli esami alla vescica, al seno, allo stomaco, al duodeno e ai reni».

RICERCA Clarbruno Vedruccio, 48 anni, l'inventore del 'bio-scanner' presentato alla Exposanità. Nelle foto piccole, apparecchiature scientifiche in mostra nell'esposizione bolognese

EXPOSANITA' Fra le molte novità, imbarcazioni speciali ed elettrocardiogrammi a distanza

Un catamarano di pronto soccorso per le zone allagate

BOLOGNA — Exposanità è una miniera di novità per tutti i segmenti della catena che lega i vari momenti della nostra vita, dalla salute alla malattia più grave. Un focus interessantissimo è quello sull'emergenza: in mostra c'è la 'barca' di soccorso (Stem jet) che ha tutta la strumentazione necessaria per intervenire su incendi e situazioni a rischio in acqua. Poi c'è il catamarano (Noah) per portare aiuto alle popolazioni di zone allagate. Per la gestione dei rischi sulla terraferma, e precisamente in sala operatoria, un gruppo di specialisti coordinati dal dottor Paolo Gregorini dell'unità di terapia intensiva dell'ospedale Maggiore di Bologna, illustra il suo progetto contro gli 'eventi avversi' in chirurgia.

L'aeronautica militare presenta invece (e lo sta sperimentando fra i nostri soldati in Iraq) un dispositivo palmare che registra un elettrocardiogramma , lo memorizza e lo invia a migliaia di chilometri di distanza, in questo caso in Italia. Per farlo valutare ad uno specialista. Telemedicina e teleconsulto in primo piano anche nello stand dell'Istituto Ortopedico Rizzoli, mentre sono molte le apparecchiature nate per facilitare la vita a disabili e ammalati cronici: dai letti supertecnologici alle carrozzine speciali . Fino agli apparecchi ortopedici con dispositivi motorizzati. Per i bambini con difficoltà motorie, infine, c'è il primo gioco al mondo che tiene conto dei loro problemi: Yellow submarine (della Memo Park di Reggio Emilia), un sottomarino dove entrano anche passeggini e carrozzine.

r. o.

Con piacere riportiamo integralmente l'intervista al collaboratore di Elettronica Flash, Clarbruno Vedruccio apparsa sul quotidiano nazionale Il Resto del Carlino di giovedì 13 maggio 2004, a firma di Renata Ortolani.

Lettore CD 2x18 watt

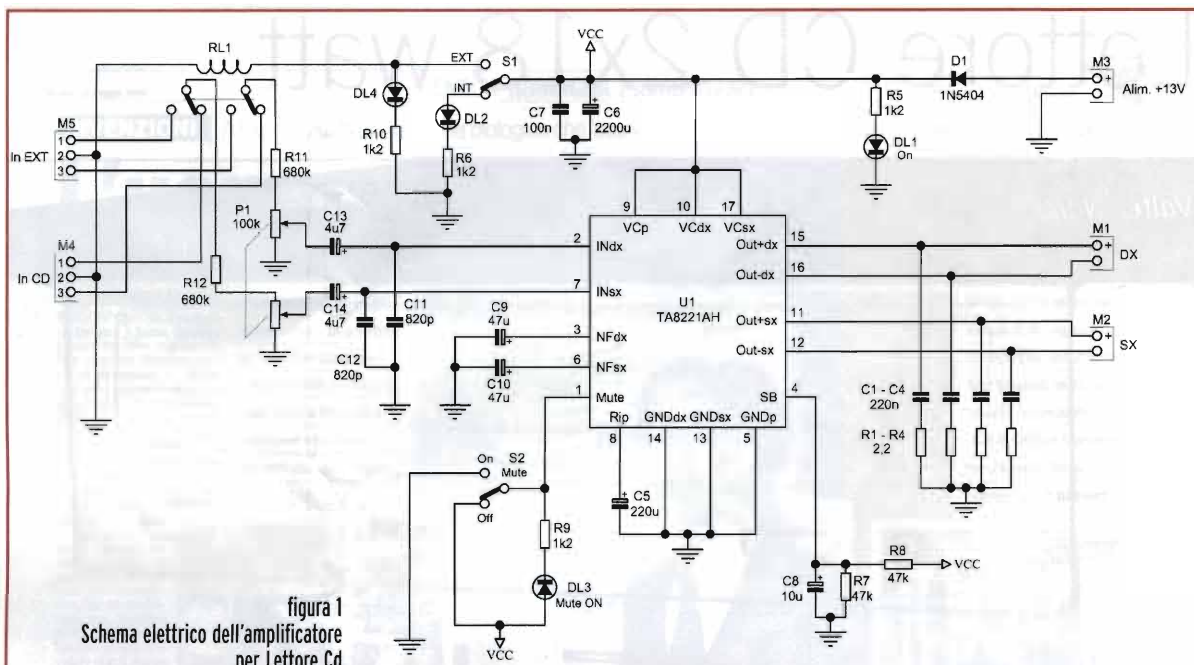
Valter Narcisi

L'articolo tratta la realizzazione di un completo lettore CD-Audio amplificato e completamente autonomo

Sul numero 208 di Settembre 2001 di EF è stato presentato, sempre a cura dell'autore, il progetto di un alimentatore per autoradio completo di presa cuffia e batteria-tampone per l'ascolto Hi-Fi in qualsiasi posto dove, per un motivo o per l'altro, non è presente la tensione di rete a 220 volt necessaria al suo funzionamento.
La realizzazione di questo mese può essere considerata come un naturale completamento di quel progetto, offrendo la possibilità di ascoltare i Cd-Audio.
Nella progettazione, tuttavia, è stato previsto tutto il necessario per far funzionare in maniera del tutto autonoma il lettore Cd: basta aggiungere le casse esterne e collegare l'apparecchio alla tensione dei 220Vca.
Con l'aiuto di un cavetto, inoltre, è possibile accoppiare i due progetti menzionati così da poter ottenere un completo Hi-Fi in versione modulare (Vedremo in seguito come sia possibile fare questo).

Il drive

I normali drive Cd per Pc attualmente in commercio raggiungono velocità di lettura fino a 88X: questo fatto ha praticamente reso obsoleti i vecchi Drive 1X, 2X, 4X, ecc...
Per far funzionare un lettore Cd in questo progetto è sufficiente avere un drive 1X (ovviamente anche gli altri vanno benissimo!) in quanto questa è la velocità di lettura dei normali Cd-Audio.
È indispensabile, però, che il Drive possegga, oltre al tasto di Arresto/Espulsione, anche il tasto Avvio/Brano Successivo senza il quale sarebbe stata un'impresa veramente ardua realizzare questo progetto.
Venire in possesso di un Drive di questo tipo è facilissimo; è possibile, ad esempio, acquistarlo da un assemblatore di PC al modico prezzo di 5-10 Euro, ma sono sicuro che molti lettori possessori di PC (come del resto, il sottoscritto) ne avranno almeno uno proveniente dall'up-

figura 1
Schema elettrico dell'amplificatore per Lettore Cd

DISTINTA COMPONENTI

R1 = 2,2Ω
R2 = 2,2Ω
R3 = 2,2Ω
R4 = 2,2Ω
R5 = 1,2kΩ
R6 = 1,2kΩ
R7 = 47kΩ
R8 = 47kΩ
R9 = 1,2kΩ
R10 = 1,2kΩ
R11 = 680kΩ
R12 = 680kΩ
C1 = 220nF
C2 = 220nF
C3 = 220nF
C4 = 220nF
C5 = 220µF – 16V
C6 = 2200µF – 25V
C7 = 100nF
C8 = 10µF – 16V
C9 = 47µF – 16V
C10 = 47µF – 16V
C11 = 820pF
C12 = 820pF
C13 = 4,7µF – 16V
C14 = 4,7µF – 16V
P1 = 100kΩ
D1 = 1N5404
DL1 = LED Rosso 5mm
DL2 = LED Verde 5mm
DL3 = LED Giallo 5mm
DL4 = LED Verde 5 mm
U1 = Integrato TA8221AH o KIA6210AH
M1 ÷ M5 = Morsettiera 2 vie
RL1 = 2 vie
S1 = S2 = Deviatore

grade della propria macchina...!

Lo schema elettrico dell'amplificatore

In **figura 1** è riportato lo schema elettrico dell'amplificatore di potenza con il quale vengono pilotati i diffusori esterni da allacciare ad una opportuna presa posta sul pannello posteriore. Questo circuito fa uso dell'integrato TOSHIBA TA8221AH (sostituibile perfettamente con l'equivalente Kia 6210AH della KEC).
Dando un'occhiata alla disposizione componenti di questo circuito (**figura 2**) è possibile notare come l'integrato sia stato progettato per essere inserito sul bordo della basetta affinché sia possibile accoppiarlo ad un dissipatore di adeguate dimensioni. Tuttavia l'autore, avendo utilizzato un robusto contenitore in metallo, ha preferito fissare l'integrato direttamente su una parete di quest'ultimo assicurando un'ottima dissipazione di calore (vedi **foto 1**). Tramite il deviatore S1 è possibile selezionare l'ingresso Cd (proveniente da M4) oppure l'ingresso di un eventuale dispositivo esterno (da allacciare su M5).
(**NotaBene**: la massa di entrambi i connettori M4 e M5 risulta al centro mentre gli estremi sono i canali Left e Right).

Integrato TA8221AH

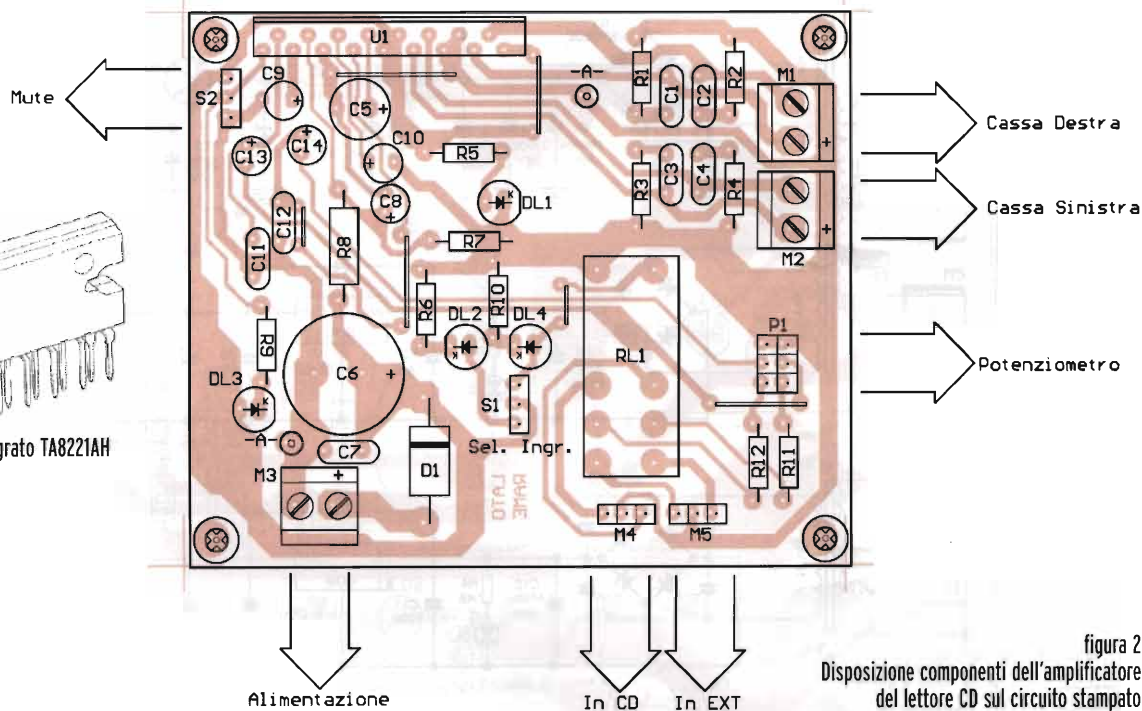



figura 2
Disposizione componenti dell'amplificatore del lettore CD sul circuito stampato

Il relè RL1 è usato come attuatore in abbinamento a S1: il segnale selezionato viene applicato ai capi del potenziometro P1 affinché se ne possa dosare il livello per adattarlo all'ingresso dell'amplificatore. Mediante il deviatore S2 è possibile selezionare la funzione "Mute" segnalata visivamente dal LED DL3. Il LED DL1 ci indica che l'amplificatore è regolarmente alimentato. Questo amplificatore fornisce in uscita una potenza massima di 2x18W su diffusori da 4Ω. A realizzazione ultimata è necessario collegare le due piazzole siglate con **A** con uno spezzone di conduttore isolato di adeguato spessore.

Lo schema elettrico dell'alimentatore

Realizzare un alimentatore appropriato per questo progetto non è stato così facile come sembra: infatti c'è bisogno prima di tutto di una tensione di +12 volt e +5 volt, isolate e con masse separate per far funzionare il solo drive, poi si richiede necessaria una terza alimentazione, isolata rispetto alle altre due, per far funzionare l'amplificatore. Se non viene utilizzata questa configurazione di alimentazione c'è il rischio, tutt'altro che remoto, di ascoltare fastidiosi ronzii e, addirittura, il rumore del motorino del Drive Cd. Inoltre, per proteggere il più possibile il circuito amplificatore ed il drive, sono stati previsti ben quattro fusibili di tipo rapido: due in ca (posti nel pannello posteriore in quanto inseriti sul-

foto 1

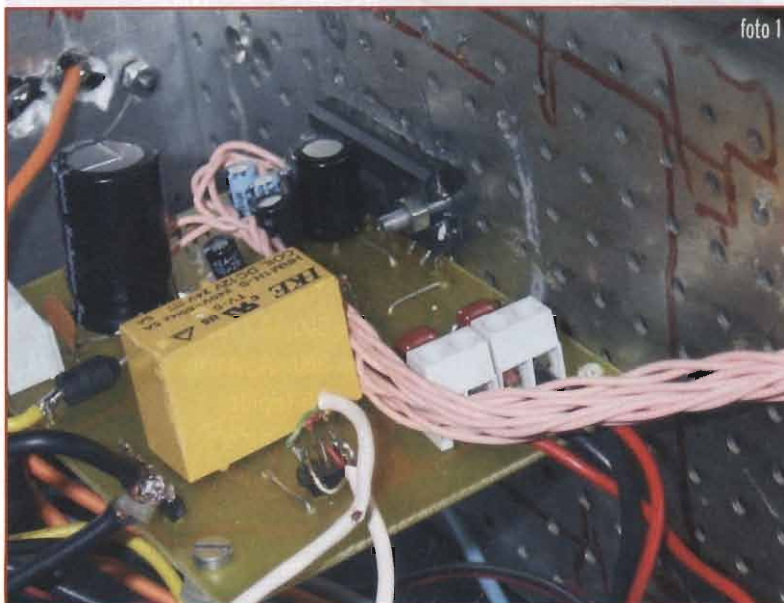
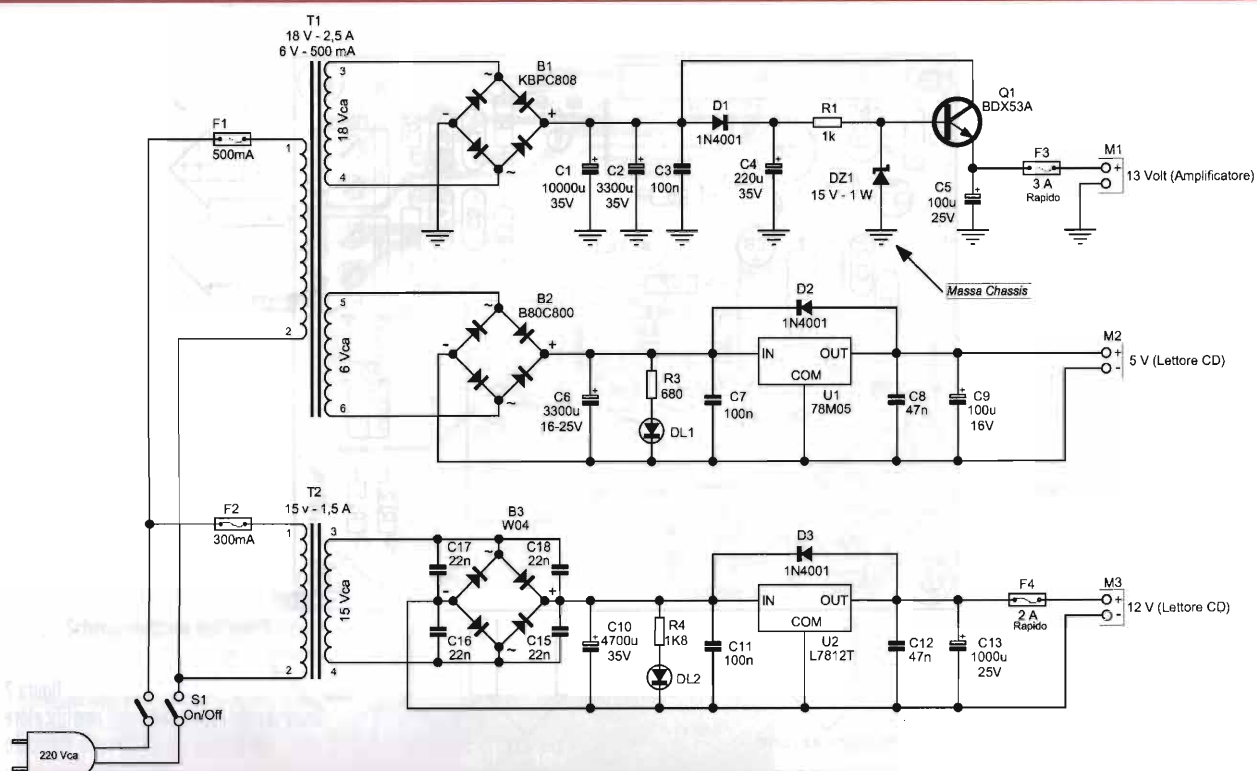



figura 3
Schema elettrico dell'alimentatore per Lettore Cd

DISTINTA COMPONENTI	
R1 = 1kΩ	D3 = 1N4001
R3 = 680Ω	DL1 = LED Rosso 5mm
R4 = 1,8kΩ	DL2 = LED Rosso 5mm
C1 = 10000µF – 35V el.	DZ1 = 15 V-1 W (tipo ZPY15)
C2 = 3300µF – 35V el.	B1 = Ponte tipo KBPC808
C3 = 100nF	B2 = Ponte tipo B80C800
C4 = 220µF – 35V	B3 = Ponte tipo W04
C5 = 100µF – 25V	U1 = Stabilizzatore 78M05 (5V-500mA)
C6 - 3300µF – 16 o 25V	U2 = Stabilizzatore L7812T (12V-1,5A)
C7 - 100nF	Q1 = Darlington tipo BDX53A
C8 = 47nF	S1 = Doppio Interruttore di rete
C9 = 100uF – 16V	T1 = Trasf. 18V-2,5A + 6V–500mA
C10 = 4700µF – 35V	T2 = Trasf. 15V-1,5A
C11 = 100nF	F1 = 500mA ritardato
C12 = 47nF	F2 = 300mA ritardato
C13 = 1000µF – 25V	F3 = 3A rapido
C15 = 22nF	F4 = 2A rapido
C16 = 22nF	M1 ÷ M3 = Morsettiere 2 vie
C17 = 22nF	M4 ÷ M6 = Connettori 3 poli per allaccio trasformatori (vedi PCB)
C18 = 22nF	
D1 = 1N4001	
D2 = 1N4001	

la tensione di 220 Vca) e due in cc (posti sul pannello frontale ed in serie all'alimentazione sia dell'amplificatore sia del Drive Cd).
In **figura 3** è riportato lo schema dell'alimentatore la cui disposizione dei componenti sulla basetta è visibile in **figura 4**. È importante applicare a Q1 (BDX53A) una generosa aletta di raffreddamento: a tal proposito, ho utilizzato, proprio per Q1, la stessa soluzione utilizzata per l'integrato TA8221AH, ossia quella di sfruttare come dissipatore termico il contenitore stesso (**foto 2**). A differenza dell'integrato, però, il transistor va isolato dallo chassis con opportuna mica e rondella in plastica. Anche se non strettamente necessario, si consiglia di applicare un radiatore an-

Massa Chassis

13 Volt (Amplificatore)

5 V (Lettore CD)

12 V (Lettore CD)

In 18 Vca

In 6 Vca

In 15 Vca

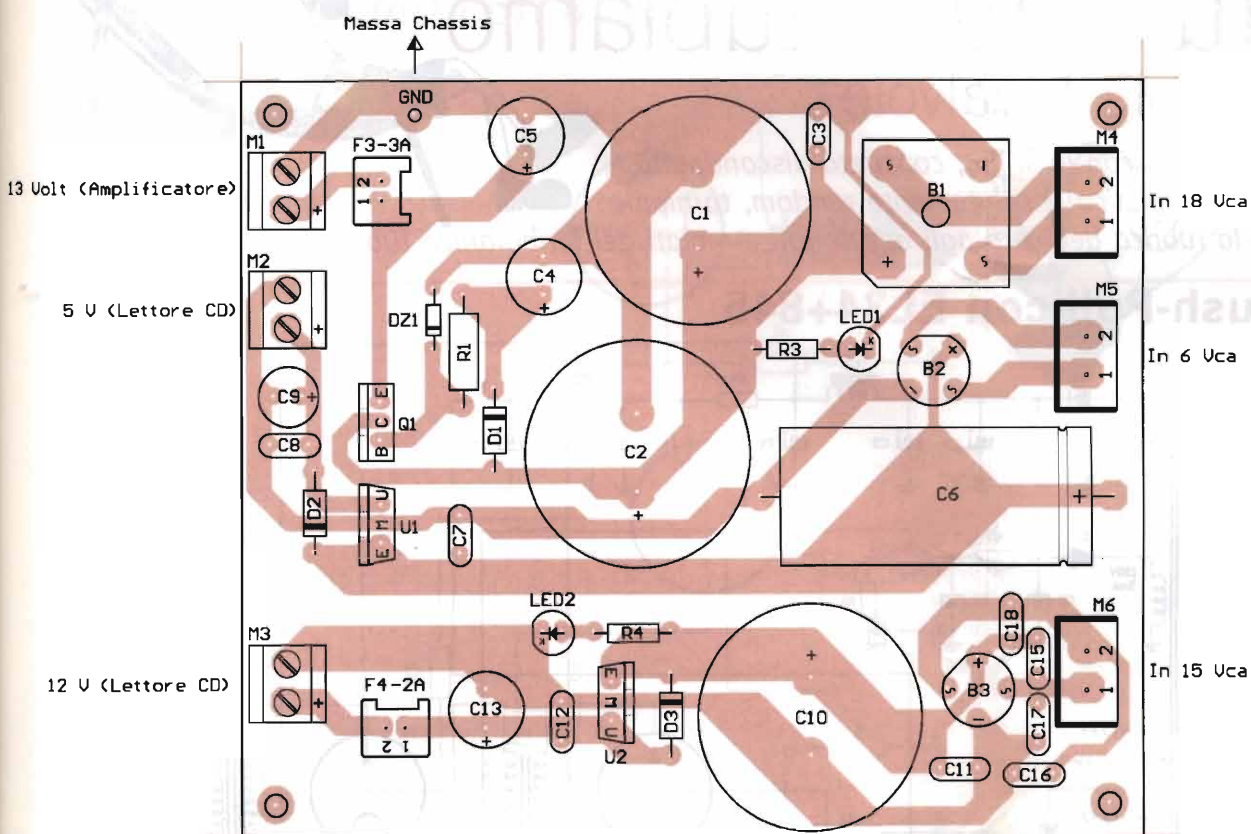



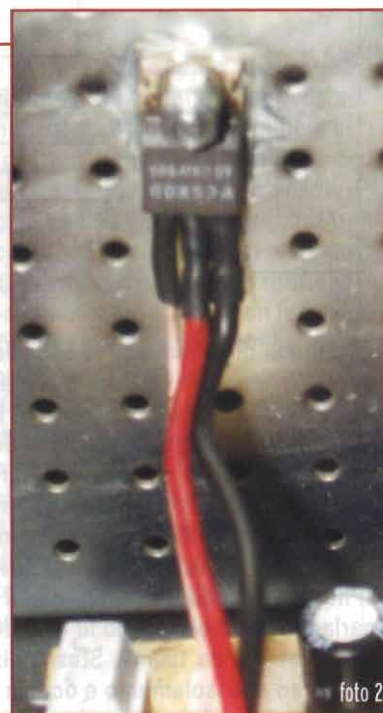
figura 4
Disposizione componenti sullo stampato dell'alimentatore

che ad U2 (L7812) specialmente se si prevede un uso prolungato del lettore Cd. La massa per lo chassis viene prelevata solo ed esclusivamente dalla massa che alimenta l'amplificatore. I LED DL1 e DL2 segnalano una corretta alimentazione per il drive.

Per concludere

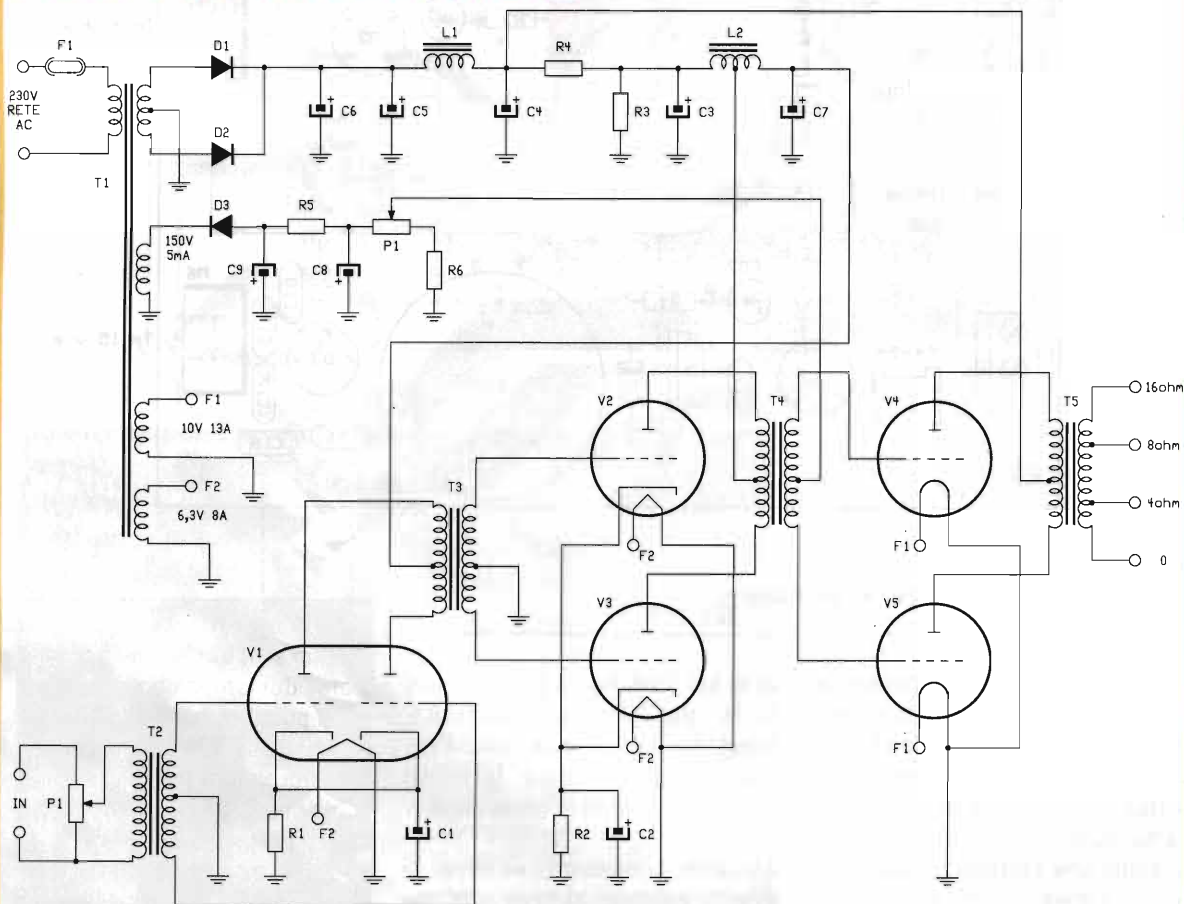
Nella foto in apertura si nota come sia stato fissato il Drive Cd proprio sul coperchio del contenitore: sul pannello anteriore, poi, è stata ricavata una apertura ed il risultato finale è visibile nella foto.
In alcuni casi potrebbe essere necessario effettuare un ulteriore collegamento con un conduttore isolato di adeguato spessore (almeno 1 mm) fra il morsetto negativo di M3 (vedi figura 2) ed i piedini 13-14 dell'integrato TA8221AH; questo va fatto solo se l'amplificatore dovesse captare fastidiosi ronzii o funzionare in modo anomalo.
Abbiamo accennato, all'inizio di questo articolo, al fatto che era possibile interfacciare il progetto dell'ALIMENTATORE per AUTORADIO al nostro LETTORE Cd.
Questo va fatto collegando con un cavetto la presa cuffia del primo con l'ingresso EXT del secondo.

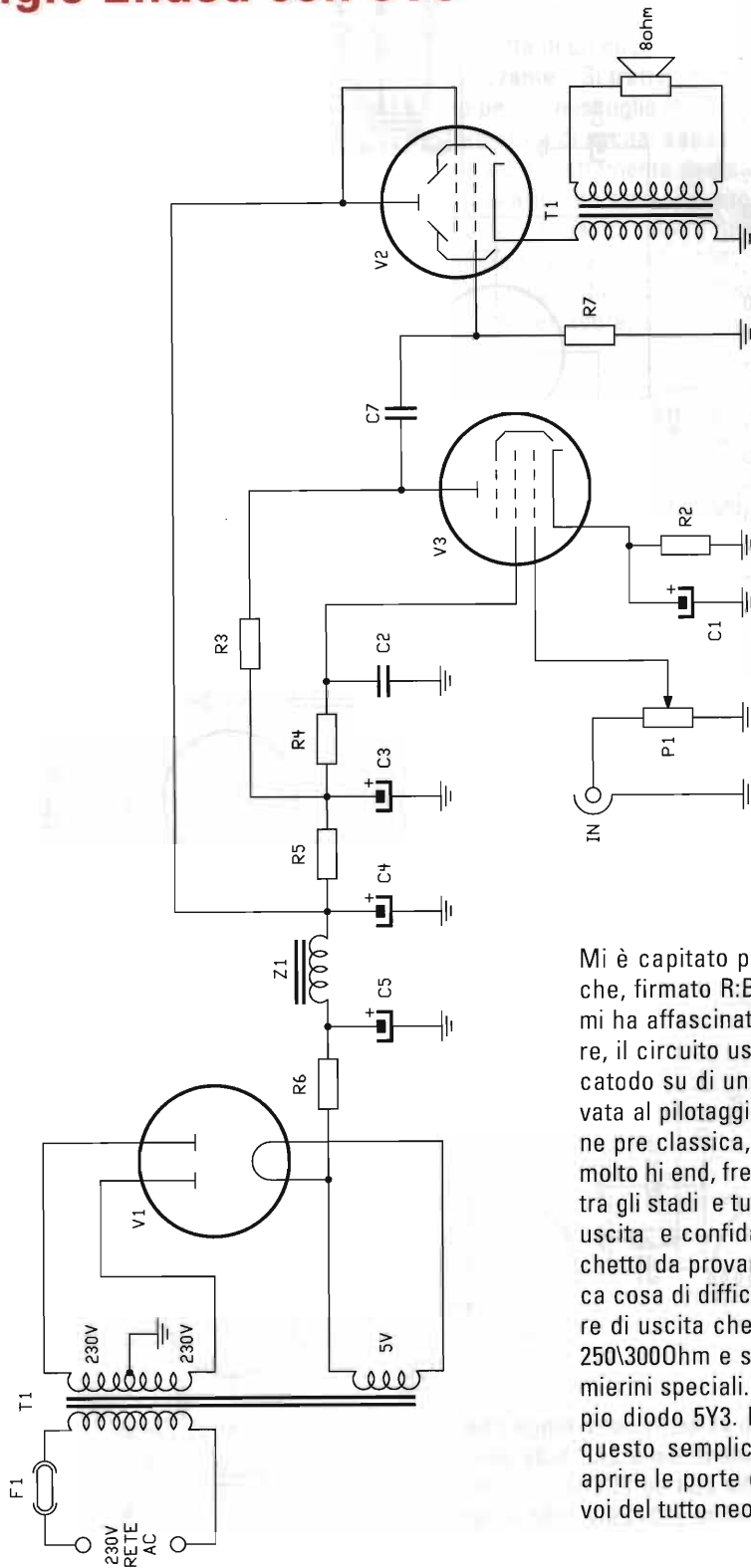
valter.narcisi@elflash.it

foto 2

Tu... tu... tubiamo

valvole & valvole

Finalmente, con la solita, consueta discontinuità e con tempistica assolutamente random, torniamo con la rubrica dedicata agli affezionati e malati del termoionico tubo!

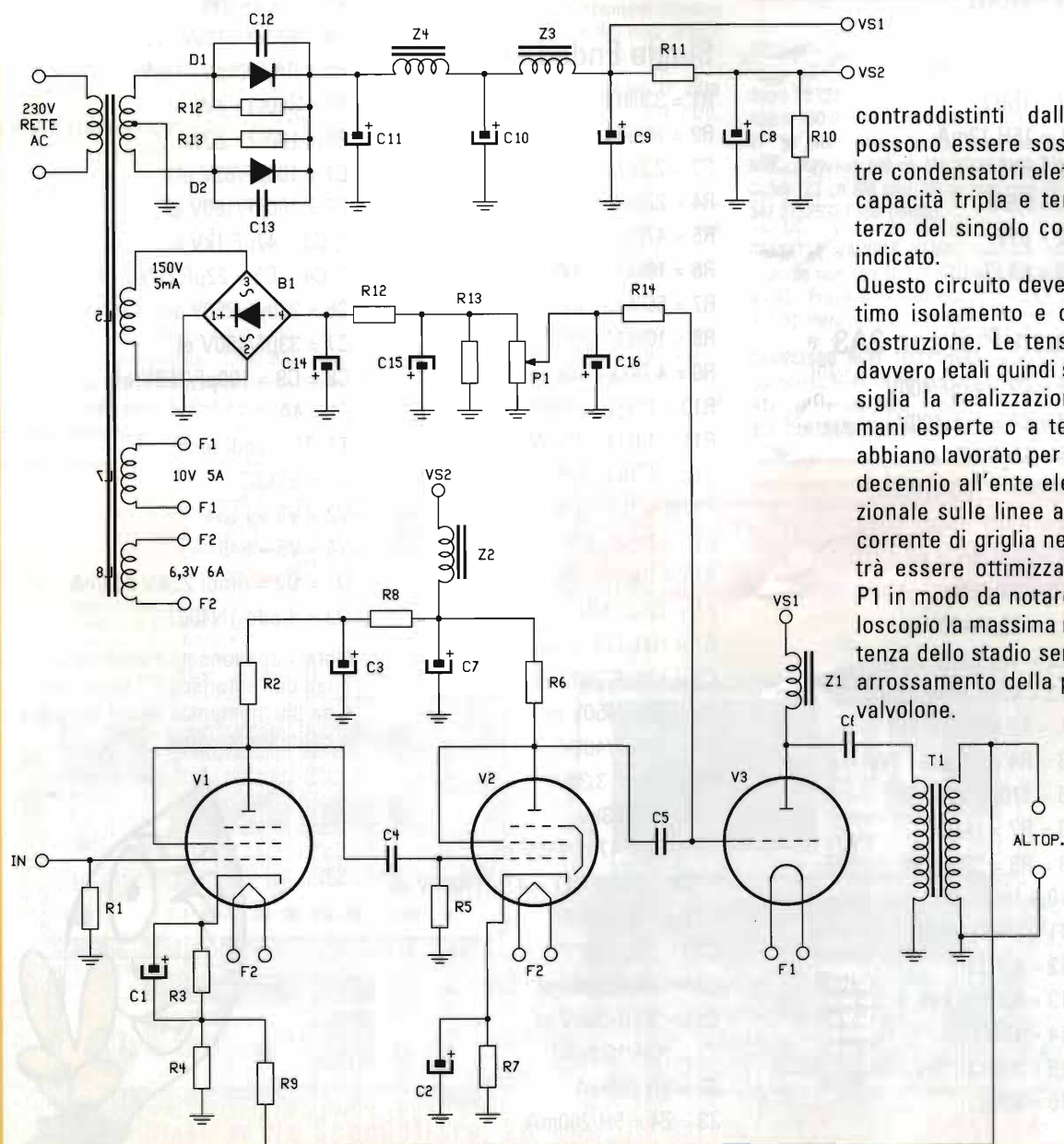
Push-Pull con EL34+845

Circuito in push pull con la 845 pilotato da ben due EL34. Tutto interconnesso con trasformatori simmetrici, ovvero in ingresso, tra pre e pilota, tra pilota e finale ed in uscita. T1 ha differenti secondari, uno, il classico da 10V 12A per le 845; 6,3V 8A per le EL34 e la ECC, 700+700V 200mA per l'anodica.
Infine 150V 45mA per la tensione di griglia negativa la cui regolazione avviene tramite P1. I diodi raddrizzatori di anodica sono gli stessi del circuito SE con 845 ed il diodo della tensione di griglia è un comune 1N4007. T2 è un comune trasformatore simmetrico linea tipo Geloso rapporto 1:1+1 da 2W, il pilotaggio ha pacco da 5W con primario 2+2k e secondario 10+10k, T4, trasformatore pilota ha impedenza tipica per EL34/6CA7 in push pull e rapporto di uscita 1+1:10+10 con pacco da 25W. Il ferro di uscita ha primario doppio alta tensione, si noti che l'accoppiamento non è capacitivo, come per 211 in push pull e secondario multiuscita per altoparlante. Particolari sono le impedenze Z1 e Z2, la prima da 10H 220mA e la seconda da 10+5H, minore valore sul lato R3 da 100mA. Stesso discorso che per il precedente schema, manine cosiddette... 'della festa', guanti ad alto isolamento e occhio a dove si ficca il cacciavite. A buon intenditor...

Single Ended con 6V6

Mi è capitato proprio sott'occhio un circuito che, firmato R:Bates del lontano dopoguerra, mi ha affascinato al punto di volerlo pubblicare, il circuito usa una bella 6V6 che agisce di catodo su di un trasformatore per SE coadiuvata al pilotaggio da una 6SJ7 in configurazione pre classica, tutto per un pugno di watt ma molto hi end, free wheel ovvero nisba reazione tra gli stadi e tutto affidato ad un buon ferro di uscita e confidando nel diffusore. Un bel giochetto da provare senza spendere troppo, unica cosa di difficile reperibilità è il trasformatore di uscita che deve essere con primario da 250\3000hm e secondario 8Ω, pacco 10W lamierini speciali. All'alimentazione il solito doppio diodo 5Y3. Il circuito di figura 1 propone questo semplice utilizzo che potrà di certo aprire le porte dell'hi end valvolare a tanti di voi del tutto neofiti.

Push-Pull 10W con 2A3

Altra realizzazione che vi consiglio è un push pull con la mitica 2A3 pilotata in simmetria da due belle e potenti 6C4, all'ingresso un doppio triodo di fattura classica, la ECC83. questa volta l'alimentazione è allo stato solido, notate la polarizzazione di catodo delle finali presso il trasformatore di filamento essendo le 2A3 valvole a riscaldamento diretto.
La peculiarità di questo circuito è il trasformatore interstadio simmetrico con due avvolgimenti da 1,5kΩ ciascuno, con pacco da 5W a grani orientati. T1, trasformatore di uscita eroga non oltre 7\8W ed è realizzato da molti costruttori e le specifiche sono tipiche per il Push-Pull di 2A3. Anche un Push-Pull per 300B potrà andare altrettanto bene. Le uscite sono da 4 a 16Ω con link di reazione sull'impedenza massima.Il trasformatore T3, di alimentazione eroga 2,5V 4A per i filamenti delle 2A3, 6,3V per i filamenti delle 6C4 ed ECC83 con corrente di 3A infine 230+230V 110mA per l'anodica.

Single Ended con 845

La terza realizzazione impone un certo rispetto, si tratta di un circuito complicato e degno di nota, anche solo per la tensione di alimentazione, per così dire... "carbonizzante". Si tratta di un single ended con una 845 pilotata da una stentorea EL34 ed a sua volta da una EF86. Il tutto per un miscuglio molto classico in cui spicca la sezione di potenza con la grossissima ampolla connessa al trasformatore di uscita capacitivamente e anodicamente connessa mediante impedenza AT. L'impedenza è commerciale, ed è prettamente dedicata alla 211 o VT4 ma bene va anche per la 845, come pure il trasformatore di uscita con primario alta tensione, prodotto anche questo, assieme al trasformaotre di alimentazione da produttori italiani ed esteri. Il trasformatore di alimentazione prevede un secondario da 10V 5A per riscaldare la 845, 6,3V 6A per accendere le altre valvole, 150V 500mA per la polarizzazione negativa di griglia della finale, infine 750+750V 100mA per l'anodica. I diodi D1 e D2 sono diodi per alimentatori alta tensione, formati da un array di quattro diodi da 1250V 500mA per avere, su ciascun ramo, un diodo da 5kV. I condensatori

contraddistinti dall'asterisco possono essere sostituiti con tre condensatori elettrolitici di capacità tripla e tensione un terzo del singolo componente indicato.

Questo circuito deve avere ottimo isolamento e cura nella costruzione. Le tensioni sono davvero letali quindi se ne consiglia la realizzazione solo a mani esperte o a tecnici che abbiano lavorato per almeno un decennio all'ente elettrico nazionale sulle linee a 380kV. La corrente di griglia negativa potrà essere ottimizzata tramite P1 in modo da notare all'oscilloscopio la massima resa in potenza dello stadio senza notare arrossamento della placca del valvolone.

Single Ended con 6V6

C1 = 22µF/63V
C2 = 100nF/400V
C3 = 10µF/400V
C4 = 22µF/16V
C5 = 10µF/400V
C6 = 27÷47nF/250V
P1 = 1MΩ
R2 = 22kΩ - 1W
R3 = 180kΩ
R4 = 820kΩ
R5 = 100kΩ - 1W
R6 = 820Ω - 1W
R7 = 1MΩ
Z1 = 15H 12mA
V1 = 5Y3
F1 = 0,5A
V2 = 6V6
V3 = 6SJ7

Push-Pull con 2A3

C1 = C2 = 47pF/400V
C3 = C4 = 1µF/400V
C5 = 47µF/63V el.
C6 = C7 = 100nF/400V
C8 = 100nF/400V
C9 = 22µF/400V el.
C10 = 33µF/400V el.
C11 = 22µF/400V el.
C12 = 47µF/63V el.
C13 = 47µF/400V el.
R1 = R2 = 1kΩ – 1W
R3 = R4 = 100kΩ - 1W
R5 = 470Ω - 3W
R6 = R7 = 1MΩ
R8 = R9 = 33kΩ1W
R10 = 1kΩ - 3W
R11 = 68kΩ - 1W
R12 = 4,7kΩ
R13 = 470Ω - 1W
R14 = 1MΩ
R15 = 2,2kΩ - 3W
R16 = 4,7kΩ
R17 = 220Ω - 5W
R18 = 470Ω - 3W
R19 = 680Ω - 3W
R20 = 47kΩ - 2W
V1 = V2 = 2A3
V3 = V4 = 6C4
V5 = ECC83
D1 = D2 = EM513
T1 = vedi testo
T2 = vedi testo
F1 = 1A

Single Ended con 845

R1 = 330kΩ
R2 = 100kΩ
R3 = 2,2kΩ - 1W
R4 = 220Ω - 1W
R5 = 470kΩ
R6 = 10kΩ - 10W
R7 = 560Ω - 10W
R8 = 10kΩ - 3W
R9 = 4,7kΩ - 1W
R10 = 22kΩ - 100W
R11 = 10kΩ - 100W
R12 = 470Ω - 5W
R12 = 470Ω - 5W
R13 = 1kΩ - 5W
R14 = 10kΩ - 5W
P1 = 22kΩ 5W
C1 = 100µF/35V el.
C2 = 100µF/200V el.
C3 = 47µF/450V el.
C4 = 100nF/400V
C5 = 220nF 3,3kV
C6 = 1µF 3,3kV
C7 = C8 = 47µF/450V el.
* C9 = C10 = C11 = 47µF/1000V el.
C12 = 1µF 3,5kV
C13 = 2µF 3,3KV
C14 = 47µF/200V el.
C15 = 22µF/200V el.
Z1 = 20H/100mA
Z2 = 5H 200mA
Z3 = Z4 = 5H/200mA
D1 = D2 = 5kV 500A
B1 = 220V/2A
V1 = EF86
V2 = EL34
V3 = 845
T1 = vedi testo

Push-Pull con EL34+845

P1 = 220Ω - 10W trimmer
P2 = 470kΩ pot. lin.
R1 = 1kΩ – 2W
R2 = 680Ω - 15W
R3 = R4 100kΩ - 10W
R5 = 390Ω - 6W
R6 = 100Ω - 20W
C1 = 100µF/63V el.
C2 = 100µF/160V el.
* C3 = 47µF 1kV el.
* C4 = C5 = 22µF/2,7kV el.
C6 = 220µF/250V el.
C7 = 33µF/450V el.
C8 = C9 = 100µF/250V el.
F1 = 4A
T1÷T5 = vedi testo
V1 = ECC83
V2 = V3 = EL34
V4 = V5 = 845
D1 = D2 = diodi 2,5kV 250mA
D3 = diodo 1N4007

Nota: i condensatori contrassegnati dall'asterisco (*) sono formati da più elementi a minor tensione e capacità multipla.

Gli annunci pubblicati nelle pagine seguenti sono solo una parte di quelli che appaiono regolarmente sul nostro sito, www.elettronicaflash.it. I testi, gli indirizzi di posta elettronica e le eventuali inesattezze o ripetizioni sono perciò da imputarsi solamente agli inserzionisti, in quanto la redazione non ribatte più annunci. Sarà premura da parte nostra, però, correggere qualsiasi inesattezza, errore o imprecisione, se segnalata. Grazie per la collaborazione.

ACCORDATORE ANTENNA VENDO Accordatore antenna ZG-T535MHz 1,8-30 con ROS e wattmetro nuovo Euro 200,00. Kenwood TS140 ottimo da vetrina Euro 400,00. Tel. 347.0348306

ACCORDATORE DAIWA CERCO Accordatore DAIWA CNW727 (144/430) in ottimo stato. Tel. 347.0348306

AMPLIFICATORE HF-2400 Vendo Amplificatore HF-2400 1500w continui 1.8-30MHz monta n∞2 4CX800A/GU74B qualsiasi prova al mio domicilio. Dato il peso dell'oggetto 45kg non spedisco Per informazioni solo se intenzionati telefonare al numero 02-97291007 Marco ik2dfz - Mail: *marcogiocondi@interbusiness.it*

AMPLIFICATORI CLASSI A Amplificatori classi A 2ohm Zapco Studio 300X Euro 900 Z300 C29LX Euro 1100; condensatore 1.000.000 Brax Supercap Euro 300 DSP+equalizzatore con X-over Pioneer DEQ900L Euro 350 DSP Alpine PXA-H600 Euro 500 sintomonitor Alpine CVA1005 + centralina TV e ant. Euro 1.100. Tel. 347.2732538 Fabio (Imola)

ANALIZZATORE DI RETE WILTRON 560A VENDO Vendo analizzatore di rete scalare Wiltron 560A in buone condizioni estetiche, CRT eccellente, senza rivelatori, non testato, a Euro 150,-. Disponibile manuale di servizio originale da fotocopiare. *Nessuna garanzia* - Mail: *fsegna@web.de*

ANALIZZATORE DI SPETTRO CAMBIO con analizzatore di spettro, Kenwood TS850 SAT-ICOM IC72A non spedisco, tratto Liguria e Lombardia. Franco I2MHR tel. 02.96731467 Origgio (VA)

ANALIZZATORE DI SPETTRO VENDO Analizzatore di spettro Polarad da 2GHz analizzatore di spettro HP mod. 3582A oscilloscopio Tektronix da 100MHz mod. TRS465 ed altri strumenti. Chiedere nota inoltre voltmetro selettivo WG mod. SPM14 da 10kHz a 100MHz. Piero - tel. 050.879375

ANALIZZATORE DI SPETTRO MARCONI TF 2370 Vendo analizzatore di spettro Marconi TF 2370, copertura 30Hz-110Mhz, risoluzione max 5Hz, dinamica di visualizzazione 100 dB, memoria digitale, frequenzimetro 9 digit, in ottimo stato e perfettamente funzionante con manuale di uso e servizio in copia rilegata a 400 Euro. Qualsiasi prova presso il mio domicilio (Pavia), non spedisco. Grazie e saluti a tutti, Luigi 338/9305788 - Mail: *i2_jwu@tin.it*

ANTENNA PER MOBILE VENDO: antenna per mobile Made in U.S.A. mod. Pro - AM - ABS Mosley (solo stili senza base magnetica) per 10-15-20-40-80 metri, potenza applicabile 250W a Euro 180,00 + S.S. Tel. 0432.676640

APPARATI RICETRASMITTENTI RTx: Lafayette HB23 (23 ch AM 1970) Euro 40; RTx: Lafayette micro 23 (23 ch AM anni 70) Euro 40; RTx: CTE Alan K-350 BC (34 ch AM) Euro 30; RTx: CTE Alan 77/102 (40ch AM) Euro 80 (finale nuovo); RTx Midland 77/861 (40 ch AM 1980) Euro 30; Rtx: Coltek (23 ch AM anni 70) no mic Euro 30. Tel. 347.2732538 Fabio (Imola)

CASSETTE VALVOLE VENDO cassette valvole ricambio ricevitore Rohde e Schwarz EK07D Euro 45,00. Provavalvole Hickok mod. 752 Euro 360,00. Piero ore 20,30-21,30 tel. 055.8495715.

COMPLESSO HI-FI TELEFUNKEN CEDO/CAMBIO Complesso Hi-FI Telefunken (4 pessi) RTx Alan38 RTx Handycom 50/S President Lincoln Intek Starship 34/S Transverter 50MHz, base colt

CALENDARIO MOSTRE 2004
Radiantismo & C.

AGOSTO

28-29 Cerea (VR) - Fiera dell'Elettronica

SETTEMBRE

4-5 Montichiari (BS) - XXIII Mostra Nazionale Mercato Radiantistico
11 Marzaglia (MO) XXXII Ed. "Il Mercatino"
11-12 Bologna - Mostra di Militaria
11-12 Piacenza - Teleradio 2004
18-19 Rimini - EXPO ELETTRONICA
20-21 Macerata - Mostra Mercato
25-26 Gonzaga (MN) - Fiera Millenaria dell'Elettronica e del Radioamatore

OTTOBRE

2-3 Novegro (MI) - 29.o RADIANT
9-10 Ancona - 2.a Mostra Mercato Nazionale Radiantistica, Elettronica ed Hobbistica
16-17 Faenza (RA) - EXPO ELETTRONICA
23-24 Bagnara di Romagna (RA) - XXVII Congressino Microonde
23-24 Scandiano (RE) - I.a ed. invernale

NOVEMBRE

6-7 Erba (CO) - ABC dell'Elettronica e CB Day
6-7 Roma II.a ed Roma HiEnd
20-21 Pordenone - Radioamatore 2 - 6.a Fiera del Radioamatore, elettronica, informatica Edizione autunnale
27-28 Silvi Marina (TE) - XXXIX Mostra Mercato Nazionale del Radioamatore di Pescara
27-28 Verona - Elettroexpo. Mostra mercato di elettronica, radiantismo, strumentazione, componentistica informatica

DICEMBRE

4-5 Forlì - Grande Fiera dell'Elettronica
11-12 Civitanova Marche (MC) - 19.a Mostra Mercato Nazionale Radiantistica, Elettronica ed Hobbistica
11-12 Terni - Terni Expo 2a Mostra MErcato Nazionale "Elettronica, informatica, TV-sat, Telefonia e radiantismo"
18-19 Genova - 24° MARC

Excalibur veicolare Tenko quarzato 145MHz pre antenna 145MHz R2000 + converter VHF no. 2 veicolari quarzati Labes quarzi CB (canale e sintesi) roswattmetro Intek K155 (2 strumenti). Giovanni tel. 0331.669674

COPPIA BC611 E BC721 VENDO coppia BC611 e BC721 quarzati 5880kHz, inoltre Rx Emerson RBZ 5~12,8MHz completo box batterie cavi e auricolari in sacca tela. Bussola d'aereo O.M.I. tipo A anni 30 completa di supporto speciale. Il tutto in ottime condizioni di conservazione e d'uso. Ermanno tel. 338.8997690

COPPIA BC6110 E BC721B VENDO in Ccppia BC6110 e BC721B, Rx RBZ completo di tutto, bussola magnetica anni 30 marca O.M.I. tipo A (uso aereo). CERCO ATU no. 5 for W.S.C. 12 cat no ZA43051 PYE. CERCO Libro Enciclopedia Elettronica Pascucci edizione Ciancimino. Ermanno tel. 338.8997690

DOCUMENTAZIONE TECNICA CERCO: Documentazione tecnica di: RTx Zodiac Sapporto (o analogo), President Madison base CB Tenko SSB23 RTx vari canalizzati tedeschi. CERCO: Riviste per completare collezione (pregasi inviare vs. elenchi) Giovanni tel. 0331.669674

EXPLORER 14 HI-GAIN USATA POCHI ANNI Prezzo modico da concordare. Indispensabile smontaggio/ritiro a Milano con mezzi propri. Andrea i2UEA. Tel. 340 9878373 - Mail: *tapdancer@infinito.it*

GRC9 RX GRC9 VENDO GRC9 RX GRC9 GRR5 BC603 RX442A TRC7 Rx Canadian 9 senza cassa e aliment. (pezzo da collezione Rc TRC1 Tx TRC1 Marconi C45 Marconi C11 CPRC26 URC4 ER40 VRC17 VRC16 VRC10 RT70 RUP1 RUP2 PRC6/6 PRC6 PRC8/9/10 Ducati RT633 Cassa taratura BC1000/BC611. Adelio tel. 0575.352079

IC761, IC751 CEDO IC761, IC751, R4C, R4B, T4XC, MS4, AC4, WJ8718A, WSC12, R48, Swan

STUDIO ALLEN GOODMAN SRLU

via dell'Arcoveggio, 118/2

a 1 km dall'uscita numero 6 della tangenziale, ampio parcheggio

40129 BOLOGNA - Italy

338.6719101

catalogo scaricabile dal sito http://www.surplusinrete.it

dal MARTEDÌ al VENERDÌ
orario continuato dalle 10 alle 18

SABATO dalle 10 alle 13

Bird 43
Solo corpo, senza tappi. Usati

Oscilloscopio Philips 3217
50MHz, sensibilità minima 2mV/Div, max 10V/Div, doppia base dei tempi, due canali non triggerabili + due triggerabili.

Generatore Marconi modello 2017
da 100kHz a 1024MHz, uscita minima –127dBm, max +13dBm. Possibilità di lettura in dBμV, dBm, mV, V, EMF. Manopola di sintonia.

Generatore Sweep EIP modello 928
Controllato a microprocessore da 1 a 18,6GHz. Uscita max +13dBm. Possibilità di lettura dati impostati su display.

Oscilloscopio TEKTRONIX 212
2 canali, 500kHz di banda passante.

Ricevitore HF Collins 51S1
Completo di altoparlante esterno.
Ricevitore HF Collins 75S1

Ricevitore HF Collins 651S1
Montaggio a rack con altoparlante esterno originale. Possibilità anche di chassis per montaggio a tavolo.

Strumentazione
ricondizionata con garanzia
Manuali d'uso e manutenzione
Valvole e ricambi

200A, VFO200, AC20, Swan 700CX, XC230, Swan 750CW, PSU3, FT290 R2 tutti apparati in ottimo stato. CERCO NTR100 + NAG 100 e apparati Collins amatoriali, anche parti o reletti di questi per recupero parti. Mauro Tel. 0374.350141

INTERFACCIA ISOLATA Interfaccia isolata per scheda audio/psk31, rtty; packet, aprs ecc. montata Euro 20, in kit Euro 15, toroide Amidon T200-2 Euro 100. Dettagli su http://xoomer.virgilio.it/i5xww Tel. 338.5959509

KENWOOD TS140 VENDO Kenwood TS140 filtro CW completo MIC+imballo usato Euro 400,00 MIC base Yaesu MD100A8X nuovo mai usato Euro 100,00 altop. esterno Yaesu SP8 nuovo mai usato Euro 120,00 cuffia Vox-PTT Kenwood usata Euro 38,00 mod. HMC2 antenna filare G5RV 10-40mt lunga mt. 15 mai usata Euro 40,00. Augusto tel. 333.3171542 - Mail: *tonipira@libero.it*

KENWOOD TS140 VENDO Kenwood TS140 ottimo Euro 400,00 antenna PKW mod. All verticale MHz1,8-30kHz Euro 200,00. Tel. 347.0348306

KIT RICEVITORE DRM VENDO Kit Ricevitore DRM monofrequenza RTL 6095kHz Euro 15 kit ricevitore DRM con DDS (AD9835) da 500kHz a 22MHz Euro 80 AD9835 Euro 20 AD8307 DIP o SMD Euro 20 LC Meter capac./induttanzimetro con LCD da 0,01pF a 1µF, 0,01 uh a 100mH, precis. 1%, montato Euro 50, in kit Euro 35, frequenz. program. con LCD montato 40MHz Euro 50, 2,4GHz Euro 65. Dettagli su http://xoomer.virgilio.it/i5xww Tel. 338.5959509

MANUALE E SCHEMA DEL PROVAVALVOLE CERCO Manuale e Schema del provavalvole Tesla Tube Tester BM215A, dell'Rx Hallycrafters S20R; del voltmetro elettronico Chinaglia VTVM 2002; del ricevitore Jennen-Trio JR-102, della radio da tavolo 6BC FM199/TV, del voltmetro elettronico a FET Kyoritsu mod. K-200. Filippo tel. 0471.910068

MANUALI TECNICI VENDO manuali tecnici USA inglesi anni dal 1939/80 per ricevitori trasmettitori e strumentazione civile e ex-militare. Surplus VENDO SX28 Hallicrafters. Tullio tel. 0432.520151

MANUALI TECNICI USA VENDO Manuali tecnici USA inglesi francesi per Rx Tx e strumentazione Surplus civile e ex militare dal 1939 al 1975. VENDO Hallicrafters SX28. Tullio tel. 0432.520151

MICRO KEWNOOD VENDO Micro Kewnood MC80 85,00 Euro + app. HF Yaesu FT102 Euro 500,00 + lineare 12V HF 1,8,30MHz 300W AM 500SSB nuovo 320,00 Euro + spese di spedizione. Silvano tel. 329.4791698

MOLTE RIVISTE CEDO/CAMBIO molte riviste dagli anni 70, vari manuali/Services/documentazione di RTx accessori OM/CB in inglese ed italiano. Converte Meteosat 1,7GHz - Pre + antenna 137MHz polari - LNB Sat polarizzazione circolare tappo 50W 100~250MHz terminazioni N 12W 2GHz. Giovanni tel. 0331.669674

OSCILLOSCOPIO DIGITALE VENDO oscilloscopio digitale Fluke mod. 3323 da 300MHz 500 MS/S generatore di funzioni Fluke mod. 5193 da 50MHz

sintetizzato progr. e altri strumenti. Chiedere nota. Piero tel. 050.879375

PC POWERMAC CERCASI in donazione i PC Powermac G3 Blue&White Powermac G4 AGP Cube Powermac G4 Digital Audio Powermac G4 Silver Starmax Motorola 3000/4000/5000/5500 PC AMD K63D now qualsiasi configurazione, no SVGA Nuidia. Tel. 347.5092119 - Mail: *rglug@yahoo.it*

PER RX EK07 ROHDE SCHWARZ demodulatori Rohde Schwarz NZ07 ed NZ10 Cristiano IZ3CQI - 333 1187060 - Mail: *crist71@libero.it*

PHILIPS RCL meter PM6303 digitale completo di monografia originale. Ottimo stato. cell 3483306636 - Mail: *ancorsin@tin.it*

PROVAVALVOLE Cedo TV2 in perfette condizioni idem cedo anche AVO 160. manuali sono disponibili. Cell.3483306636 - Mail: *ancorsin@tin.it*

PROVAVALVOLE VENDO Provavalvole o SCAMBIO con ricevitore Siemens E311B. Piero ore 20-21,30 tel. 055.8495715

RADIO MOBILE IN LEGNO VENDO Radio mobile in legno Unda con giradischi OM 5koc 120,00 Euro, Siera mod. Samba OM FM fono Euro 45,00; Wega mod.119 Olom OC FM 75,00 Euro; Telefunken mod. Domino OM OC FM Fono 90,00 Euro; Siera ES623 OM FM Fono 35,00 Euro. Augusta mod. 564 FM AM 40,00 Euro; tutte le radio sono a valvole. Chiedere lista. Filippo tel. 0471.910068

RADIOCOMMUNICATIONS TESTSET CMS50 R&S Portatile compatto moderno ottimo per progettazione e service per ricetrasmettitori fino a 1 GHz, perfetto, calibrato, con diverse opzioni e manuali italiano inglese. Inoltre analizzatore di modulazione fino a 1300 MHz HP8901B con manuali. IW1QLT 3393657007 - Mail: *tropiano@uno.it*

RICEVITORE EK071 con manuali, Counter HP 5328 con canale C 500MHz, alimentatori HP, 6274B, 5033A, generatore 8640B, strumenti con manuali. CERCO alimentatore 100A da surplus, provavalvole TV7 D/U solo se non manomessi. Raffaele - tel. 095.919914 - Mail: *reina.raffaele@tiscali.it*

RICEVITORE KENWOOD VENDO Ricevitore Kenwood R1000 - ICOM ICR7000 - YAESU FRG 9600 - RTX Veicolare Kenwood TM732 e bibanda Full duplex 144-430 con funzione transponder RTx palmare Icom IC2SRE 140-170MHz FM con scanner da 25-950MHz RTx palmare Kenwood TH22 con toni per attivazione ponti. Domenico tel. 0141.968363

RICEVITORE RACAL RA17 Ricevitore valvolare RACAL RA17 da 0 a 30 mhz in sintonia continua AM CW SSB RTTY funzionamento perfetto in ottimo stato di conservazione per OM e SWL. Cedo a 300 Euro non trattabili. e-mail matrix00@cracantu.it Zona Milano o Como o Varese. Cell. 3382628630 - Mail: *matrix00@cracantu.it*

RICEVITORE TELEFUNKEN VENDO Ricevitore Telefunken BF1200E a 600,00 Euro Collins 7551 a 750,00 Euro Rohde Schwarz EK07D a 400,00 Euro. Tutto il materiale Ë funzionante e visibile nel mio QTH-73. De IK3MAD Stefano Manfredi cell. 348.6022172

RICEVITORI VENDO Yaesu 7700, Kenwood RZ1, convertitore onde corte per autoradio d'epoca e non. VENDO microvettura senza patente Aixam nuova oppure permuto parzialmente con Icom R3000 + conguaglio in denaro. Tel. 0131.235854 - Mail: *motemote@freesurf.fr*

ROS-WATTMETRI E ACCORDATORI: SWR/Watt: Hansesn SWR-3 (FS 5W) Euro 40; SWR/Watt: CTE 27/1000 (FS 1000W) Euro 20; Accordatore: ZG M 11-45 (manuale 11/45 metri) Euro 30. Tel. 347.2732538 Fabio (Imola)

RTX ALINCO VENDO RTx Alinco DJS41C radioamatori LPD PMR modificato 0,5W, 20 canali programmabili + auricolare micro 100,00 Euro. Cuffia microvox Kenwood HMC3 per portatili inusata 40,00 Euro. VENDO CAMBIO direttiva 10/15/20 Tagra AH15 o CAMBIO con erticale HF. Denni tel. 051.944946

RTX HF ICOM VENDO RTx HF Icom IC765 serie sup. 3700 perfettamente funzionante in condizioni pari al nuovo senza un graffio e con revisione appena effettuata da assistenza Icom documentabile. Chiedo 1.250,00 Euro. Fabrizio 347.8289674

RTX LASER CEDO/CAMBIO RTx Laser, Converter Meteosat, converter 900/145MHz, cavo Coax RG223, Materiale per lineare HF 2kW, Lineare CB300W, lineare 4X811/A, Lineare UHF Daiwa 35W, telaietti UHF, Yaesu FT290/R, Rx scanner base Uniden, TNCAPRS1, antenna GPS amplificata, collineare V/UHF tetto, Cubical 2 elementi 26/28MHz stilo + mollone Icom lungh. mt. 2 adesiva 900MHz Mantova CB tetto. Giovanni 331.669674 - Mail: *iw2myr@virgilio.it*

RTX PORTATILE VENDO Rtx portatile bibanda 144-430 Kenwood THF7E Rx da 0 a 1300MHz in AM FM/W AM USL, LSB CW completo di imballo originale e manuali Euro 290 alim. prof. CEP 3~15V 35~40A con 2 display digit. Euro 160 alim. Intek 13,8V 12A Euro 60 CB tedesco da collezione 23 canali Euro 50. Tel. 349.1202827/Stefano

RTX VEICOLARE KENWOOD VENDO RTx Veicolare Kenwood 732E 144 430 full-duplex con funzione transponder VENDO ricevitori Yaesu FRG9600 Icom ICR 7000 Kenwood R1000 Sangean ATS909 coppia RTx palmari Kenwood TH22 Alinco DJ100. Domenico - tel. 0141.968363

SCHEDA TONE SQUELCH ICOM IC UT 28 'NUOVA NELLA SCATOLA' EURO 50 - Mail: *klasp@tiscali.it*

centinaia di annunci OnLine su: www.elettronicaflash.it

Il Mercatino Postale è un servizio gratuito al quale non sono ammesse le Ditte. Scrivere in stampatello una lettera per ogni casella (compresi gli spazi). Gli annunci che non dovessero rientrare nello spazio previsto dal modulo andranno ripartiti su più moduli. Gli annunci illeggibili, privi di recapito e ripetuti più volte verranno cestinati. Grazie per la collaborazione.

Compilare esclusivamente le voci che si desidera siano pubblicate.

Nome ______________ Cognome ______________ Abbonato: Sì ❒ No ❒

Indirizzo ______________

C.A.P. ________ Città ________ Tel n° ________ E-mail ________

- *Il trattamento dei dati forniti sarà effettuato per l'esclusivo adempimento della pubblicazione dell'annuncio sulla Rivista, e nel rispetto della Legge 675/96 sulla tutela dei dati personali;*
- *Oltre che per la suddetta finalità il trattamento potrà essere effettuato anche tramite informazione interattiva tramite il sito Internet www.elettronicaflash.it;*
- *Potranno essere esercitati i diritti di cui all'art. 13 della Legge 675/96;*
- *Il titolare del trattamento è lo Studio Allen Goodman S.r.l.u.*

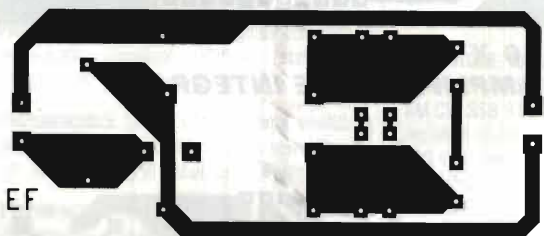
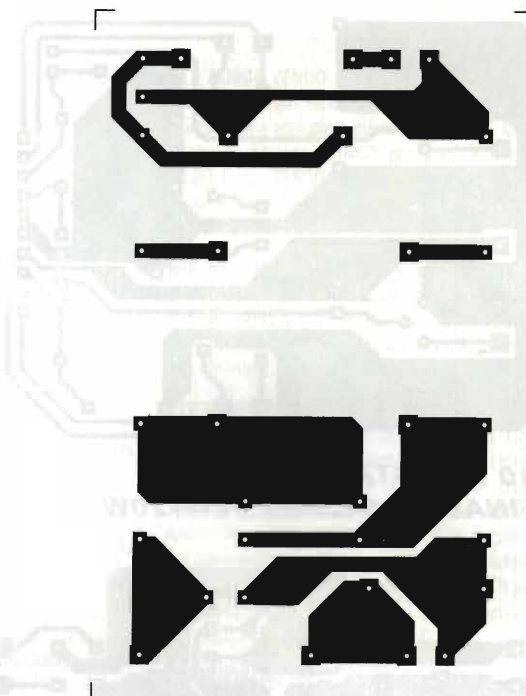
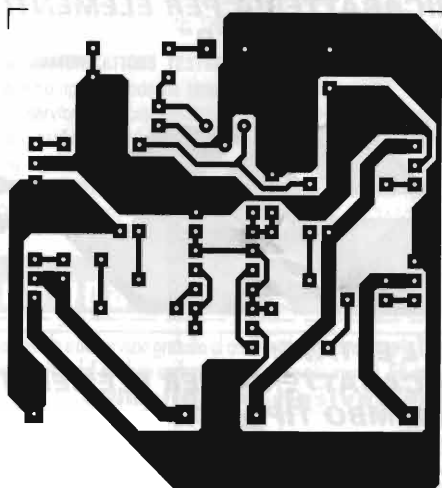
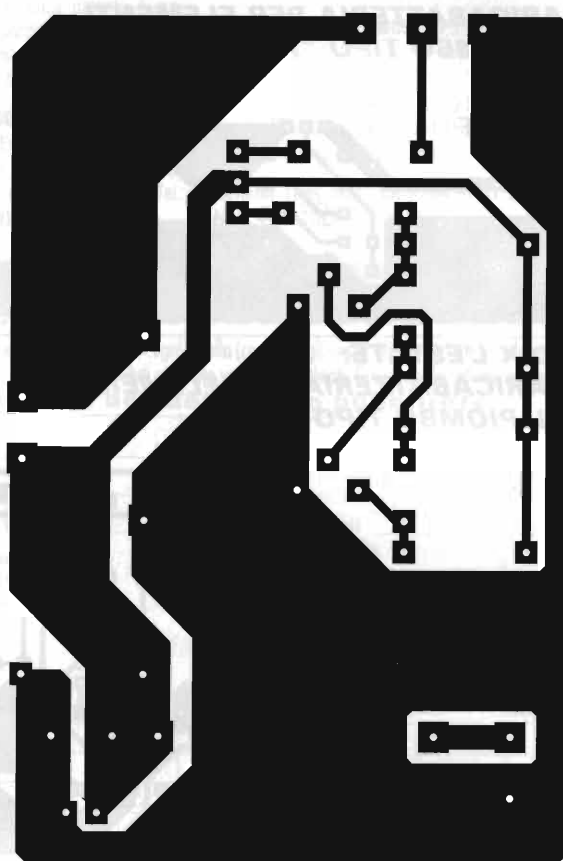
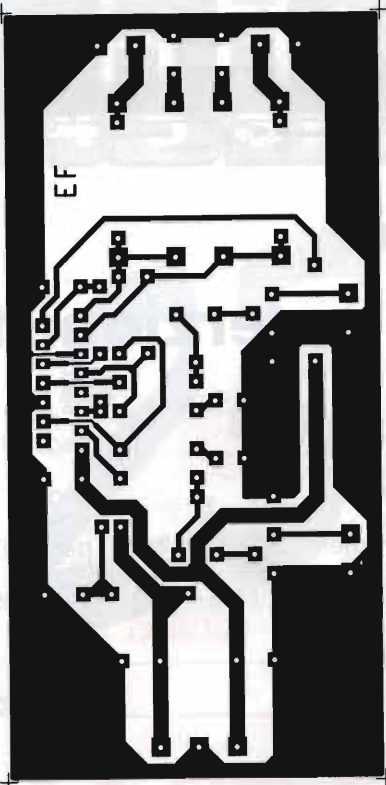
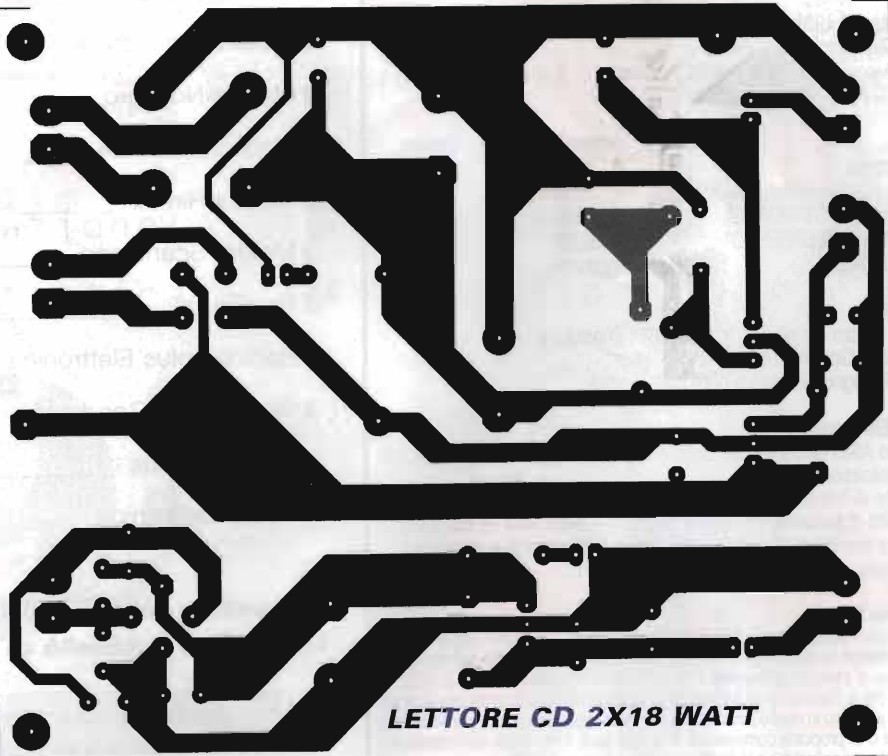
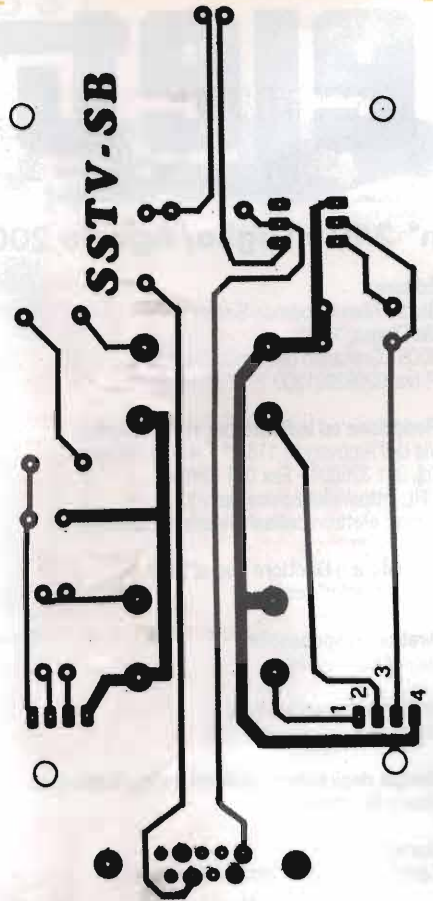
Per presa visione ed espresso consenso *(firma)*

____

❒ Apparati OM ❒ Antenne ❒ Hi-Fi ❒ Manuali ❒ Ricevitori ❒ Strumentazione ❒ Surplus ❒ Valvole ❒ Apparati CB ❒ Altro

Riv. n° 240

spedire in busta chiusa a: **Mercatino postale - c/o Elettronica FLASH- via dell'Arcoveggio, 118/2 - 40129 Bologna**, oppure inviare via Fax allo **051.32.85.80** o inoltrare via e-mail all'indirizzo **redazione@elettronicaflash.it**

10 X L'ESTATE: PROTEZIONE PER CASSE ACUSTICHE

10 X L'ESTATE: FILTRO DI ALIMENTAZIONE PER AUTO

10 X L'ESTATE: MICRO STIMOLATORE A DUE USCITE

CONVERTITORE PER LAMPADE FLUORESCENTI

10 X L'ESTATE: 2X30W SU 8Ω CON LM4766

LETTORE CD 2X18 WATT

elettronica flash

n° 240 - Luglio/Agosto 2004

Editore:
Studio Allen Goodman S.r.l.u.
Via Chiesa, 18/2°
40057 Granarolo dell'Emilia (Bologna)
P. Iva: 02092921200

Redazione ed indirizzo per invio materiali:
Via dell'Arcoveggio 118/2° - 40129 Bologna
Tel. 051 325004 - Fax 051 328580
URL: **http://elettronicaflash.it**
E-mail: **elettronicaflash@elettronicaflash.it**

Fondatore e Direttore fino al 2002:
rag. Giacomo Marafioti

Direttore responsabile:
Lucio Ardito, iw4egw

Grafica e impaginazione:
Studio Allen Goodman S.r.l.u.

Disegni degli schemi elettrici e circuiti stampati:
Alberto Franceschini

Stampa:
Cantelli Rotoweb - Castel Maggiore (BO)

Distributore per l'Italia:
DeADIS S.r.l. - V.le Sarca, 235 - 20126 Milano

Pubblicità e Amministrazione:
Studio Allen Goodman S.r.l.u.
Via dell'Arcoveggio 118/2° - 40129 Bologna
Tel. 051.325004 - Fax 051.328580

	Italia e Comunità Europea	Estero
Copia singola	€ 4,00	
Arretrato (spese postali incluse)	€ 8,00	
Abbonamento "STANDARD*	€ 38,00	€ 52,00
Abbonamento "ESPRESSO"	€ 52,00	€ 68,00
Cambio indirizzo	gratuito	

Pagamenti:
Italia - a mezzo c/c postale n° 34977611 intestato a:
Studio Allen Goodman srlu
oppure Assegno circolare o personale, vaglia.

Indice degli inserzionisti

Comunicate sempre agli inserzionisti che avete letto la loro pubblicità su ELETTRONICA FLASH!

Delle opinioni manifestate negli scritti sono responsabili gli autori, dei quali la direzione intende rispettare la piena libertà di giudizio.

1ª fiera dell'elettronica

scandiano (re) 23/24 ottobre 2004

MOSTRA ELETTRONICA
SCANDIANO 2004

fiera dell'elettronica

telefonia /componentistica / computer
hi-fi car / radiantismo CB e OM
videoregistrazione

mercatino delle pulci radioamatoriali